

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **09127994 A**(43) Date of publication of application: **16.05.97**

(51) Int. Cl. **G10L 9/16**
G10L 7/04
G10L 9/18
H03M 7/30

(21) Application number: **07302198**(22) Date of filing: **26.10.95**(71) Applicant: **SONY CORP**

(72) Inventor: **OMORI SHIRO**
NISHIGUCHI MASAYUKI
MATSUMOTO ATSUSHI
IJIMA KAZUYUKI

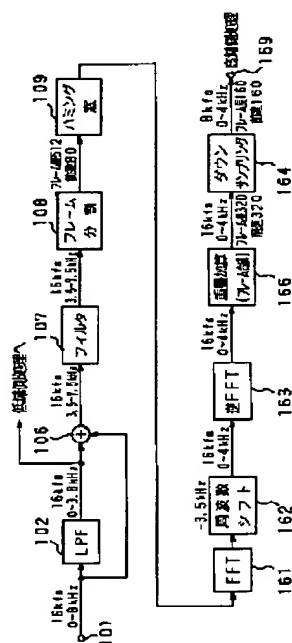
(54) **SIGNAL CODING METHOD AND DEVICE THEREFOR**

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To form a sub-band having an optional frequency width from an optional frequency, reduce the sampling frequency so as to be flexibly respondable to applications.

SOLUTION: From the input signal from a terminal 101, high-pass side signal is taken out by a LPF(low pass filter) 102 and a subtracter 106, and this signal is FFT-processed by a FFT(fast Fourier-transformation) circuit 161, converted into a signal on frequency axis, and shifted to the other position of other band on frequency axis by a frequency shift circuit 162. A reverse orthogonal transformation is performed by a reverse FFT circuit 163 to convert the signal into a signal on time base, and the signal on time axis subjected to reverse orthogonal transformation is coded, whereby a coding processing can be performed at a low sampling frequency.

COPYRIGHT: (C)1997,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-127994

(43) 公開日 平成9年(1997)5月16日

(51) Int.Cl. ⁹	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G 1 0 L	9/16		G 1 0 L	9/16
	7/04			7/04
	9/18			9/18
H 0 3 M	7/30	9382-5K	H 0 3 M	7/30
				G
				E
				A

審査請求 未請求 請求項の数7 F D (全 23 頁)

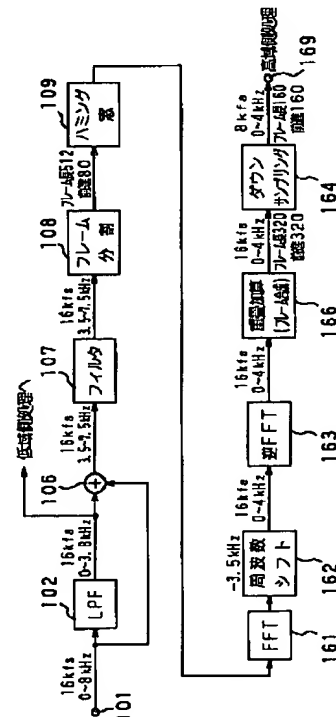
(21) 出願番号	特願平7-302198	(71) 出願人	000002185 ソニー株式会社 東京都品川区北品川6丁目7番35号
(22) 出願日	平成7年(1995)10月26日	(72) 発明者	大森 士郎 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内
		(72) 発明者	西口 正之 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内
		(72) 発明者	松本 淳 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内
		(74) 代理人	弁理士 小池 晃 (外2名)
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 信号符号化方法及び装置

(57) 【要約】

【課題】 任意の周波数から任意の周波数幅のサブバンドを作り、サンプリング周波数を低下させて、アプリケーションに柔軟に対応できるようにする。

【解決手段】 端子101からの入力信号から、LPF（ローパスフィルタ）102及び減算器106により高域側信号を取り出し、この信号をFFT（高速フーリエ変換）回路161によりFFT処理して周波数軸上の信号に変換し、周波数シフト回路162により周波数軸上で他の位置又は他の帯域にシフトさせ、逆FFT回路163により逆直交変換して時間軸上の信号に変換し、逆直交変換された時間軸上の信号に対して符号化を施すことにより、低いサンプリング周波数で符号化処理を施すことができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力信号の内の少なくとも1つの帯域を取り出す帯域抽出工程と、
抽出された少なくとも1つの帯域の信号を周波数軸上の信号に変換する直交変換工程と、
直交変換された信号を周波数軸上で他の位置にシフトさせるシフト工程と、
周波数軸上でシフトされた信号を逆直交変換して時間軸上の信号に変換する逆直交変換工程と、
逆直交変換された時間軸上の信号に対して符号化を施す工程とを有することを特徴とする信号符号化方法。

【請求項2】 上記入力信号は、広帯域音声信号であり、この広帯域音声信号を電話帯域とこの電話帯域よりも高域側とに分割することを特徴とする請求項1記載の信号符号化方法。

【請求項3】 上記シフト工程は、高域側の信号を低域側にシフトするとともに、サンプリングレートを下げることとを特徴とする請求項1記載の信号符号化方法。

【請求項4】 上記直交変換工程は、上記入力信号を離散フーリエ変換処理することを特徴とする請求項1記載の信号符号化方法。

【請求項5】 上記シフト工程は、上記広帯域信号と、該広帯域信号の内部に収まる狭帯域信号とを多重化する場合、広帯域信号から狭帯域信号を減算した残りの内の高域側成分を低域側にシフトするとともに、サンプリングレートを下げることとを特徴とする請求項1記載の信号符号化方法。

【請求項6】 上記符号化を施す工程は、上記シフト工程にてシフト処理後に直流成分を含むときは、この直流成分を除いてから符号化する工程であることを特徴とする請求項1記載の信号符号化方法。

【請求項7】 入力信号の内の少なくとも1つの帯域を取り出す帯域抽出手段と、
抽出された少なくとも1つの帯域の信号を周波数軸上の信号に変換する直交変換手段と、
直交変換された信号を周波数軸上で他の位置にシフトさせるシフト手段と、
周波数軸上でシフトされた信号を逆直交変換して時間軸上の信号に変換する逆直交変換手段と、
逆直交変換された時間軸上の信号に対して符号化を施す手段とを有することを特徴とする信号符号化装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、広帯域音声信号のような入力信号を符号化する信号符号化方法及び装置に関し、特に、入力音声信号を帯域分割して得られた各帯域の信号のサンプリング周波数を下げて符号化処理するような信号符号化方法及び装置に関する。

【0002】

【従来の技術】オーディオ信号（音声信号や音響信号を

含む）の時間領域や周波数領域における統計的性質と人間の聴感上の特性を利用して信号圧縮を行うような符号化方法が種々知られている。この符号化方法としては、大別して時間領域での符号化、周波数領域での符号化、分析合成符号化等が挙げられる。

【0003】音声信号等の高能率符号化の例として、ハーモニック（Harmonic）符号化、MBE（Multiband Excitation: マルチバンド励起）符号化等のサイン波分析符号化や、SBC（Sub-band Coding: 帯域分割符号化）、LPC（Linear Predictive Coding: 線形予測符号化）、あるいはDCT（離散コサイン変換）、MDCT（モデファイドDCT）、FFT（高速フーリエ変換）等が知られている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】ところで、処理する対象となる信号を、狭帯域に帯域制限した信号と、広帯域のままの信号との両者を多重化して符号化処理する場合等には、帯域分割が不可欠である。

【0005】これには、いわゆるサブバンドコーディング法が一般的に知られているが、従来においては、フィルタバンクを通した各帯域の時間領域信号をそのまま処理するか、あるいは該時間領域信号に対して直交変換を施し周波数軸上で各帯域に分割して周波数領域で処理するか、あるいはいわゆるQMFフィルタを用いて全帯域を例えば1/2のべき乗に幅の帯域に分割しサブサンプリングを行い低域に変換した時間領域信号を処理していた。

【0006】しかし、上記帯域分割は、任意の周波数で、任意の周波数幅の帯域を取り出し、これを低域側に変換して、かつ時間領域で処理を行うためになされる処理であるが、この目的で行われる帯域分割処理としては、上述した3種類のサブバンドコーディング法の何れも適さない。

【0007】すなわち、QMFフィルタを用いた方法では帯域分割できる場所と幅とに制限がある上に、量子化誤差が大きい低ビットレートの信号では復号化時に折り返しノイズをキャンセルすることができない。さらに、この方法では、処理を軽減してビットレートを抑えるために可能な限りサンプリング周波数を下げたいため、時間領域信号をそのまま処理するのには、好ましくない方法である。また、音声の生成モデルを利用するために、時間領域での処理を行うことが望まれる。

【0008】ここで、例えば元の信号（広帯域信号）をサンプリング周波数が16kfsで、帯域幅が0～7.5kHzであるものとし、この信号を帯域制限した狭帯域信号をサンプリング周波数が8kfsで帯域幅が0～3.8kHzであるものとして、上記広帯域信号を符号化し、復号化時にはビットストリームの一部を取り出せば、狭帯域信号としても再生できる場合を考える。

【0009】この場合、高域側は3.8～7.5kHzが

割り当てられることになり、さらにこれを時間領域で処理すること自体が、従来の手法において困難であった。

【0010】本発明は、このような実情に鑑みてなされたものであり、任意の周波数から任意の周波数幅のサブバンドを作成し帯域分割することが可能であり、かつ時間領域での処理が可能である信号符号化方法及び信号符号化装置を提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明に係る信号符号化方法は、上述した課題を解決するために、入力信号の内の少なくとも1つの帯域を取り出し、取り出された少なくとも1つの帯域の信号を周波数軸上の信号に直交変換し、直交変換された信号を周波数軸上で他の位置又は他の帯域にシフトさせ、周波数軸上でシフトされた信号を逆直交変換して時間軸上の信号に変換し、逆直交変換された時間軸上の信号に対して符号化を施すことを特徴としている。

【0012】また、本発明に係る信号符号化装置は、上述した課題を解決するために、入力信号の内の少なくとも1つの帯域を取り出す帯域抽出手段と、抽出された少なくとも1つの帯域の信号を周波数軸上の信号に変換する直交変換手段と、直交変換された信号を周波数軸上で（他の位置に、他の帯域に）シフトさせるシフト手段と、周波数軸上でシフトされた信号を逆直交変換して時間軸上の信号に変換する逆直交変換手段と、逆直交変換された時間軸上の信号に対して符号化を施す手段とを有することを特徴としている。

【0013】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係る好ましい実施の形態について説明する。先ず、図1は、本発明に係る信号符号化方法の実施の形態が適用された広帯域音声信号の符号化装置を示している。

【0014】ここで、図1の符号化装置の基本的な考え方は、入力信号を複数の帯域に分割して、分割された帯域毎の信号に対してそれぞれの帯域の信号特性に応じた互いに異なる符号化を施すものである。具体的には、広帯域の入力音声信号を複数の帯域、例えば音声として充分な明瞭度を得られる電話帯域と、この電話帯域よりも高域側の帯域とに分割している。低域側の電話帯域の信号については、LPC（線形予測符号化）分析等の短期予測の後にピッチ予測等の長期予測を行った上で直交変換を施し、この変換後の係数を聴覚重み付けベクトル量子化しており、また、LPC係数等の短期予測係数を表現するパラメータ、ピッチやピッチゲイン等の長期予測に関連した情報についても量子化している。電話帯域よりも高域の信号については、短期予測したものをそのまま時間軸上でベクトル量子化している。

【0015】また、高域側の信号については、周波数軸上でシフトして低域に移動させ、狭帯域の信号として取り扱うようにしている。

【0016】さらに、上記直交変換としてMDCT（メディファイド離散コサイン変換）を用い、このときの変換長を短くすることでベクトル量子化の重み付けを容易に行い、さらにこの変換長を2ⁿ、すなわち2のべき乗の大きさにすることでFFT（高速フーリエ変換）を用いた高速化を可能としている。また、上記短期予測の残差を算出し、直交変換係数をベクトル量子化する際の重み算出するためのLPC係数は（ポストフィルタについても）、現フレーム内で求められたものと過去のフレームで求められたものとを滑らかに補間したものを用い、各分析サブフレームで最適なLPC係数を用いている。また、上記長期予測を行う場合、1フレームに複数回の予測又は補間を行い、それらのピッチラグ、ピッチゲインをそのまま、あるいは差分をとった上で量子化し、あるいは補間方法を示すフラグを伝送している。さらに、予測回数（頻度）の増加に対して、分散の小くなる予測残差について、それらの直交変換係数の差を量子化するマルチステージ（多段）ベクトル量子化を行うか、あるいは分割された帯域の内、ある1つの帯域に対するパラメータのみを用い、1つのエンコードビットストリームの全体あるいは一部分により、レート異なる複数のデコード動作を可能としている。

【0017】以下、図1を参照しながら説明する。図1の入力端子101には、例えばサンプリング周波数Fsが16kHzで0～8kHz程度の広帯域音声信号が供給されている。この入力端子101からの広帯域音声信号は、ローパスフィルタ102及び減算器106により低域側、例えば0～3.8kHz程度のいわゆる電話帯域の信号と、高域側、例えば3.8kHz～8kHzの信号とに帯域分割される。低域側は、サンプリング周波数変換器103により、サンプリング定理を満たす範囲で間引くことにより、例えば8kHzサンプリングの信号にしておく。

【0018】低域側での処理としては、先ず、LPC分析・量子化部130により、例えば1ブロック256サンプル程度の分析長によりハミング窓かけをした上で、10次程度のLPC係数、すなわちαパラメータを算出し、LPC逆フィルタ111によりLPC残差を求めている。このLPC分析の際には、分析の単位となる1ブロック256サンプルの内の96サンプルを次のブロックとオーバーラップさせることにより、フレーム間隔すなわちフレームインターバルは160サンプルとなる。このフレーム間隔は、8kHzサンプリングで20msecになる。また、このLPC分析・量子化部130では、LPC係数であるαパラメータをLSP（線スペクトル対）パラメータに変換して量子化したものを伝送するようにしている。

【0019】すなわち、LPC分析・量子化部130において、サンプリング周波数変換器103からの低域側信号が入力されるLPC分析回路132は、入力信号波

形の256サンプル程度の長さを1ブロックとしてハミング窓をかけて、自己相関法により線形予測係数、いわゆる α パラメータを求めている。データ出力の単位となるフレーミングの間隔は、例えば160サンプルで20 msecである。

【0020】LPC分析回路132からの α パラメータは、 $\alpha \rightarrow$ LSP変換回路133に送られて、線スペクトル対(LSP)パラメータに変換される。これは、直接型のフィルタ係数として求めた α パラメータを、例えば10個、すなわち5対のLSPパラメータに変換する。変換は例えばニュートン-ラプソン法等を用いて行う。このLSPパラメータに変換するのは、 α パラメータよりも補間特性に優れているからである。

【0021】 $\alpha \rightarrow$ LSP変換回路133からのLSPパラメータは、LSP量子化器134によりベクトル量子化あるいはマトリクス量子化される。このとき、フレーム間差分をとってからベクトル量子化、あるいは、複数フレーム分をまとめてマトリクス量子化してもよい。ここでは、20 msecを1フレームとし、20 msec毎に算出されるLSPパラメータを2フレーム分まとめてマトリクス量子化している。

【0022】このLSP量子化器134からの量子化出力、すなわちLSPベクトル量子化のインデックスは、端子131を介して取り出され、また量子化済みのLSPベクトルあるいは逆量子化出力は、LSP補間回路136に送られる。

【0023】LSP補間回路136は、LSP量子化器134で上記20 msec毎にベクトル量子化されたLSPのベクトルの前フレームと現フレームとの組を補間し、後の処理で必要となるレートにするためのものであり、この例では、8倍のレートと5倍のレートにしている。8倍レートでは、2.5 msec毎にLSPベクトルが更新されるようにする。これは、残差波形を分析合成処理すると、その合成波形のエンベロープは非常になだらかでスムーズな波形になるため、LPC係数が20 msec毎に急激に変化すると異音を発生することがあるからである。すなわち、2.5 msec毎にLPC係数が徐々に変化してゆくようにすれば、このような異音の発生を防ぐことができる。

【0024】このような補間が行われた2.5 msec毎のLSPベクトルを用いて入力音声の逆フィルタリングを実行するために、LSP $\rightarrow\alpha$ 変換回路137により、LSPパラメータを例えば10次程度の直接型フィルタの係数である α パラメータに変換する。このLSP $\rightarrow\alpha$ 変換回路137からの出力は、上記LPC残差を求めるためのLPC逆フィルタ回路111に送られ、このLPC逆フィルタ111では、2.5 msec毎に更新される α パラメータにより逆フィルタリング処理を行って、滑らかな出力を得るようにしている。

【0025】また、LSP補間回路136で5倍レート

で補間された4 msec毎のLSP係数は、LSP $\rightarrow\alpha$ 変換回路138に送られて α パラメータに変換され、MDCT係数の量子化に使用する重み計算のためのVQ(ベクトル量子化)重み計算回路139に送られる。

【0026】LPC逆フィルタ111からの出力は、長期予測であるピッチ予測のためのピッチ逆フィルタ112及び122に送られる。

【0027】次に、長期予測について説明する。長期予測は、ピッチ分析により求められたピッチ周期あるいはピッチラグ分だけ時間軸上でずらした波形を元の波形から減算してピッチ予測残差を求めることにより行っており、この例では3点ピッチ予測によって行っている。なお、ピッチラグとは、サンプリングされた時間軸データのピッチ周期に対応するサンプル数のことである。

【0028】すなわち、ピッチ分析回路115では1フレームに1回の割合、すなわち分析長が1フレームでピッチ分析が行われ、ピッチ分析結果の内のピッチラグ L_1 はピッチ逆フィルタ112及び出力端子142に送られ、ピッチゲインはピッチゲインVQ(ベクトル量子化)回路116に送られる。ピッチゲインVQ回路116では、上記3点予測に対応する3点でのピッチゲインがベクトル量子化され、コードブックインデックス g_1 が出力端子143より取り出され、代表値ベクトルあるいは逆量子化出力がピッチ逆フィルタ115、減算器117、加算器127にそれぞれ送られる。ピッチ逆フィルタ112は、上記ピッチ分析結果に基づいて3点ピッチ予測されたピッチ予測残差を出力する。このピッチ予測残差は、直交変換手段である例えばMDCT回路113に送られ、MDCT処理された後、VQ(ベクトル量子化)回路114により聴覚重み付けベクトル量子化される。このVQ回路114では、VQ重み計算回路139からの出力により聴覚重み付けされたベクトル量子化が施され、その出力であるインデックス $IdxVq_1$ は、出力端子141より取り出される。

【0029】またこの例においては、予測精度を高めるために、さらに別系統のピッチ予測系となるピッチ逆フィルタ122、ピッチ分析回路124及びピッチゲインVQ回路126を設けている。すなわち、上記各ピッチ分析中心の中間位置にも分析中心を置くようにして、ピッチ分析回路125により1/2フレーム周期で分析を行うようにしている。ピッチ分析回路125からのピッチラグ L_2 はピッチ逆フィルタ122及び出力端子145に、ピッチゲインはピッチゲインVQ(ベクトル量子化)回路126にそれぞれ送られる。ピッチゲインVQ回路126では、3点のピッチゲインベクトルをベクトル量子化して量子化出力であるピッチゲインのインデックス g_2 を出力端子144に送り、その代表ベクトルあるいは逆量子化出力を減算器117に送っている。ここで、元のフレーム周期の分析中心の位置でのピッチゲインは、ピッチゲインVQ回路116からのピッチゲイン

に近い値と考えられるから、この位置でのピッチゲインについては、ピッチゲインVQ回路116、126からの各逆量子化出力の差を減算器117でとって、これをピッチゲインVQ回路118でベクトル量子化して得られるピッチゲイン差分のインデックス g_{14} を出力端子146に送っている。このピッチゲイン差分の代表ベクトルあるいは逆量子化出力を、加算器127に送り、ピッチゲインVQ回路126からの代表ベクトルあるいは逆量子化出力と加算したものをピッチゲインとしてピッチ逆フィルタ122に送っている。なお、出力端子143から得られるピッチゲインのインデックス g_2 は、上記中間位置でのピッチゲインのインデックスである。ピッチ逆フィルタ122からのピッチ予測残差は、MDC T回路123でMDC T処理され、これが減算器128に送られて、VQ（ベクトル量子化）回路114からの代表ベクトルあるいは逆量子化出力が減算され、その差分がVQ回路124に送られてベクトル量子化され、インデックス $IdxVq2$ が出力端子147に送られる。このVQ回路は、VQ重み計算回路139からの出力により聴覚重み付きのベクトル量子化を施す。

【0030】次に、高域側の信号処理について説明する。

【0031】この高域側の信号処理は、基本的に、入力信号を帯域分割し、分割された少なくとも1つの高域側の信号を低域側に周波数変換し、低域側に交換された信号のサンプリングレートを低下させて、サンプリングレートが低下させられた信号を予測符号化するようにしている。

【0032】図1の入力端子101に供給された広帯域信号が減算器106に入力され、この広帯域信号から、LPF（ローパスフィルタ）102により取り出された低域側の信号、例えば0～3.8 kHz程度のいわゆる電話帯域の信号、が差し引かれる。これによって、減算器106からは、高域側の信号、例えば3.8 kHz～8 kHzの信号が出力される。ただし、現実のLPF 102の特性等により、減算器106からの出力には、3.8 kHz以下の成分もわずかながら残っており、高域側の信号処理は、3.5 kHz以上、あるいは3.4 kHz以上の成分に対して行うようにしている。

【0033】この高域側の信号は、減算器106からの例えば3.5 kHz～8 kHzの4.5 kHzの周波数幅を持つが、ダウンサンプリング等により周波数を低域側にシフトあるいは変換して信号処理を行うため、例えば4 kHz幅まで狭めることが必要とされる。ここで、後の低域側との合成を考慮し、3.5 kHz～4 kHz付近は聴感上敏感であるので、ここをカットせずに、音声信号の性質として成分あるいはパワーも少なく聴感上影響の少ない7.5 kHz～8 kHzの0.5 kHz分をLPFあるいはBPF（バンドパスフィルタ）107によりカットする。

【0034】次に、低域側への周波数変換を行うが、こ

の例では、直交変換手段、例えばFFT（高速フーリエ変換）回路161を用いて周波数軸上のデータに変換し、この周波数軸上のデータを周波数シフト回路162によりシフトした後、逆直交変換手段である逆FFT回路164により逆FFT処理することにより実現している。

【0035】逆FFT回路164からは、入力信号の高域側の例えば3.5 kHz～7.5 kHzの信号が、0～4 kHzの低域側に交換された信号が取り出される。この信号はサンプリング周波数が8 kHzで表現できるので、ダウンサンプリング回路164によりダウンサンプリングしてサンプリング周波数8 kHzの3.5 kHz～7.5 kHzの帯域の信号とする。このダウンサンプリング回路164からの出力は、LPC逆フィルタ171及びLPC分析・量子化部180のLPC分析回路182にそれぞれ送られる。

【0036】LPC分析・量子化部180は、上記低域側のLPC分析・量子化部130とほぼ同様な構成を有しているため、簡単に説明する。

【0037】すなわち、LPC分析・量子化部180において、ダウンサンプリング回路164からの低域交換された信号が入力されるLPC分析回路182は、入力信号波形の256サンプル程度の長さを1ブロックとしてハミング窓をかけて、例えば自己相関法により線形予測係数、いわゆる α パラメータを求めている。LPC分析回路182からの α パラメータは、 $\alpha \rightarrow$ LSP変換回路183に送られて、線スペクトル対（LSP）パラメータに変換される。 $\alpha \rightarrow$ LSP変換回路183からのLSPパラメータは、LSP量子化器184によりベクトル量子化あるいはマトリクス量子化される。このとき、フレーム間差分をとってからベクトル量子化してもよい。あるいは、複数フレーム分をまとめてマトリクス量子化してもよい。ここでは、20 msec を1フレームとし、20 msec 毎に算出されるLSPパラメータをベクトル量子化している。

【0038】このLSP量子化器184からの量子化出力、すなわち高域側信号のLSPベクトル量子化のインデックス $LSPidx_n$ は、端子181を介して取り出され、また量子化済みのLSPベクトルあるいは逆量子化出力は、LSP補間回路186に送られる。

【0039】LSP補間回路186は、LSP量子化器184で上記20 msec 毎にベクトル量子化されたLSPのベクトルの前フレームと現フレームとの組を補間し、後の処理で必要となるレートにするためのものであり、この例では、4倍のレートにしている。

【0040】このような補間が行われた5 msec 毎のLSPベクトルを用いて入力音声の逆フィルタリングを実行するために、LSP $\rightarrow \alpha$ 変換回路187により、LSPパラメータをLPC合成フィルタの係数である α パラメータに変換する。このLSP $\rightarrow \alpha$ 変換回路187から

の出力は、上記LPC残差を求めるためのLPC逆フィルタ回路171に送られ、このLPC逆フィルタ171では、5 msec 毎に更新される α パラメータにより逆フィルタリング処理を行って、滑らかな出力を得るようにしている。

【0041】LPC逆フィルタ171からのLPC予測残差出力は、LPC残差VQ（ベクトル量子化）回路172に送られてベクトル量子化され、その出力であるLPC残差のインデクスLPCidxが出力端子173より取り出される。

【0042】以上のような構成の信号符号化装置において、低域側の一部構成を独立したコーデックの符号化装置としたり、あるいは出力されるビットストリームの全体と一部とを切り換えることにより、ビットレートの異なる信号伝送やデコードを可能としている。

【0043】すなわち、図1の構成の各出力端子からの全てのデータを伝送するとき、伝送ビットレートは16 kbps（kビット/秒）となり、一部端子からのデータを伝送することにより6 kbpsの伝送ビットレートとなる。

【0044】あるいは、図1の全ての端子からの16 kbpsの全データを伝送、すなわち送信あるいは記録し、受信あるいは再生側で16 kbpsの全データをデコードすることにより、16 kbpsの高品質の音声信号が得られ、6 kbpsのデータをデコードすることにより、簡単なデコードで6 kbpsに応じた品質の音声信号が得られる。

【0045】ここで、図1の構成においては、出力端子131、141～143からの出力データが6 kbpsのデータに相当し、さらに出力端子144～147、173、181からの出力データを加えることで、16 kbpsの全データが得られる。

【0046】次に、上記図1の信号符号化装置に対応する信号復号化装置について、図2を参照しながら説明する。

【0047】この図2において、入力端子200には、上記図1の出力端子131からの出力に相当するLSPのベクトル量子化出力、いわゆるコードブックのインデクスLSPidxが供給されている。

【0048】このLSPのインデクスLSPidxは、LPCパラメータ再生部240のLSPの逆VQ（逆ベクトル量子化）回路241に送られてLSP（線スペクトル対）データに逆ベクトル量子化あるいは逆マトリクス量子化され、LSP補間回路242に送られてLSPの補間処理が施された後、LSP $\rightarrow\alpha$ 変換回路243でLPC（線形予測符号）係数である α パラメータに変換され、この α パラメータがLPC合成フィルタ215、225及びピッチスペクトラルポストフィルタ216、226に送られる。

【0049】また、図4の入力端子201、202、2

03には、上記図1の各出力端子141、142、143からのMDCT係数のベクトル量子化のインデクスIsxVqi、ピッチラグ L_1 、ピッチゲイン g_1 がそれぞれ供給されている。

【0050】入力端子201からのMDCT係数のベクトル量子化のインデクスIsxVqiは、逆VQ（逆ベクトル量子化）回路211に供給されて逆ベクトル量子化され、逆MDCT回路212により逆MDCT処理された後、重畳加算（オーバーラップアッド）回路213で重畳加算され、ピッチ合成フィルタ214に送られる。ピッチ合成回路214には、各入力端子202、203からのピッチラグ L_1 、ピッチゲイン g_1 が供給されている。このピッチ合成回路214で、上記図1のピッチ逆フィルタ112でのピッチ予測符号化の逆処理が施された後、LPC合成フィルタ215に送られ、LPC合成処理が施される。このLPC合成された出力は、ピッチスペクトラルポストフィルタ216に送られて、ポストフィルタ処理が施され、出力端子219より6 kbpsのビットレートに対応する音声信号として取り出される。

【0051】図4の入力端子204、205、206及び207には、上記図1の各出力端子144、145、146及び147からのMDCT係数のベクトル量子化のピッチゲイン g_2 、ピッチラグ L_2 、インデクスIsxV q_2 及びピッチゲイン g_{12} がそれぞれ供給されている。

【0052】入力端子207からのMDCT係数のベクトル量子化のインデクスIsxV q_3 は、逆VQ回路220に供給されて逆ベクトル量子化され、加算器221に送られて逆VQ回路211からの逆ベクトル量子化されたMDCT係数と加算され、逆MDCT回路222により逆MDCT処理された後、重畳加算（オーバーラップアッド）回路223で重畳加算され、ピッチ合成フィルタ224に送られる。このピッチ合成フィルタ224には、各入力端子202、204、205からのピッチラグ L_1 、ピッチゲイン g_2 、ピッチラグ L_2 が供給されると共に、入力端子203からのピッチゲイン g_1 と入力端子206からのピッチゲイン g_{12} とが加算器217で加算されたものが供給されている。このピッチ合成フィルタ224でピッチ残差の合成処理が施された後、LPC合成フィルタ225に送られ、LPC合成処理が施される。このLPC合成された出力は、ピッチスペクトラルポストフィルタ226に送られて、ポストフィルタ処理が施され、アップサンプリング回路227に送られてサンプリング周波数が例えば8 kHzから16 kHzにアップサンプリングされた後、加算器228に送られる。

【0053】さらに、入力端子207には、図1の出力端子181からの高域側のLSPインデクスLSPidx $_H$ が供給されており、このLSPのインデクスLSPidx $_H$ は、LPCパラメータ再生部245のLSPの逆VQ（逆ベクトル量子化）回路246に送られてLSPデータに逆ベクトル量子化され、LSP補間回路247に送られて

LSPの補間処理が施された後、LSP→ α 変換回路248でLPC係数の α パラメータに変換され、この α パラメータが高域側LPC合成フィルタ232に送られる。

【0054】入力端子209には、図1の出力端子173からの高域側のLPC残差のベクトル量子化出力であるインデクスLPCidxが供給されて、高域逆VQ回路231で逆ベクトル量子化され、高域側LPC合成フィルタ232に送られる。高域側LPC合成フィルタ232でLPC合成処理された出力は、アップサンプリング回路233でサンプリング周波数が例えば8kHzから16kHzにアップサンプリングされた後、直交変換手段であるFFT回路234で高速フーリエ変換されて周波数軸上の信号に変換され、周波数シフト回路235で高域側に周波数シフト処理され、逆FFT回路236で逆高速フーリエ変換されることにより、高域側の時間軸信号とされ、重畳加算回路237を介して加算器228に送られる。

【0055】加算器228では、上記アップサンプリング回路227からの信号と加算され、出力端子229より16kbpsのビットレートの一部に対応する音声信号として取り出される。全体としての16kbpsのビットレートの信号は、上記出力端子219からの信号も合成されることにより取り出される。

【0056】ここで、スケーラビリティについて説明する。上記図1、図2の構成においては、6kbpsと16kbpsとの2通りの伝送ビットレートをほぼ同様な符号化復号化方式で実現しており、16kbpsのビットストリーム内に6kbpsのビットストリームを完全に包含するスケーラビリティを実現しているが、さらに2kbpsのような極端にビットレートの異なる符号化復号化を行う場合には、このような完全な包含関係を得るのは難しい。

【0057】ここで、同一の符号化復号化方式を適用できない場合であっても、最大限に共有関係を持ちながらスケーラビリティを持たせることが好ましい。

【0058】このため、図3に示すような構成の符号化装置によって2kbpsの符号化を行い、図1の構成との間に最大限の共有部分あるいは共有データを持たせ、全体として16kbpsのビットストリームで、この内16kbps全てを使用する場合と、6kbpsを使用する場合と、2kbpsを移用する場合とを、それぞれ用途に応じて使い分けるようにしている。

【0059】なお、厳密には、後述するように、2kbpsでは2kbpsの情報を全て使用するが、6kbpsのモードでは、符号化単位となるフレームが有声音(V)のとき6kbps、無声音(UV)のとき5.65kbpsであり、また16kbpsのモードでは、フレームが有声音(V)のとき15.2kbps、無声音(UV)のとき14.85kbpsである。

【0060】ここで、図3の2kbpsの符号化装置の構成及び動作を説明する。

【0061】図3に示す符号化装置の基本的な考え方は、入力音声信号の短期予測残差例えばLPC(線形予測符号化)残差を求めてサイン波分析(sinusoidal analysis)符号化、例えばハーモニックコーディング(harmonic coding)を行う第1の符号化部310と、入力音声信号に対して位相伝送を行う波形符号化により符号化する第2の符号化部320とを有し、入力信号の有声音(V:Voiced)の部分の符号化に第1の符号化部310を用い、入力信号の無声音(UV:Unvoiced)の部分の符号化には第2の符号化部320を用いるようにすることである。

【0062】上記第1の符号化部310には、例えばLPC残差をハーモニック符号化やマルチバンド励起(MBE)符号化のようなサイン波分析符号化を行う構成が用いられる。上記第2の符号化部320には、例えば合成による分析法を用いて最適ベクトルのクロズドループサーチによるベクトル量子化を用いた符号励起線形予測(CELP)符号化の構成が用いられる。

【0063】図3の例では、入力端子301に供給された音声信号が、第1の符号化部310のLPC逆フィルタ311及びLPC分析・量子化部313に送られている。LPC分析・量子化部313から得られたLPC係数あるいはいわゆる α パラメータは、LPC逆フィルタ311に送られて、このLPC逆フィルタ311により入力音声信号の線形予測残差(LPC残差)が取り出される。また、LPC分析・量子化部313からは、後述するようにLSP(線スペクトル対)の量子化出力が取り出され、これが出力端子302に送られる。LPC逆フィルタ311からのLPC残差は、サイン波分析符号化部314に送られる。サイン波分析符号化部314では、ピッチ検出やスペクトルエンベロープ振幅計算が行われると共に、V(有声音)/UV(無声音)判定部315によりV/UVの判定が行われる。サイン波分析符号化部314からのスペクトルエンベロープ振幅データがベクトル量子化部316に送られる。スペクトルエンベロープのベクトル量子化出力としてのベクトル量子化部316からのコードブックインデクスは、スイッチ317を介して出力端子303に送られ、サイン波分析符号化部314からの出力は、スイッチ318を介して出力端子304に送られる。また、V/UV判定部315からのV/UV判定出力は、出力端子305に送られると共に、スイッチ317、318の制御信号として送られており、上述した有声音(V)のとき上記インデクス及びピッチが選択されて各出力端子303及び304からそれぞれ取り出される。

【0064】図3の第2の符号化部320は、この例ではCELP(符号励起線形予測)符号化構成を有しており、雑音符号帳321からの出力を、重み付きの合成フ

フィルタ 3 2 2 により合成処理し、得られた重み付き音声
を減算器 3 2 3 に送り、入力端子 3 0 1 に供給された音
声信号を聴覚重み付けフィルタ 3 2 5 を介して得られた
音声との誤差を取り出し、この誤差を距離計算回路 3 2
4 に送って距離計算を行い、誤差が最小となるようなベ
クトルを雑音符号帳 3 2 1 でサーチするような、合成に
よる分析 (Analysis by Synthesis) 法を用いたクロ
ズドループサーチを用いた時間軸波形のベクトル量子化
を行っている。この CELP 符号化は、上述したように
無声音部分の符号化に用いられており、雑音符号帳 3 2
1 からの UV データとしてのコードブックインデクス
は、上記 V/UV 判定部 3 1 5 からの V/UV 判定結果
が無声音 (UV) のときオンとなるスイッチ 3 2 7 を介
して、出力端子 3 0 7 より取り出される。

【0065】このような符号化装置の LPC 分析・量子
化部 3 1 3 が図 1 の LPC 分析・量子化部 1 3 0 の一部
として共用でき、端子 3 0 2 からの出力がそのまま図 1
の出力端子 1 3 1 からの出力として使用できる。また、
サイン波分析符号化部 3 1 4 により得られるピッチデー
タの一部が図 1 のピッチ分析回路 1 1 5 からの出力とし
て使用でき、このピッチ分析回路 1 1 5 をサイン波分析
符号化部 3 1 4 内のピッチ出力部分と共用することも可
能である。

【0066】このように、図 3 の符号化方式と図 1 の符
号化方式とは異なっているが、両者とも共通する情報
を持っており、図 4 に示すようなスケラビリティを有し
ている。

【0067】この図 4 において、2 kbps のビットスト
リーム S 2 は、分析合成フレームが V (有声音) のとき
と UV (無声音) のときとで内部構造が異なっており、
V のときの 2 kbps のビットストリーム S 2 v は、2 つ
の部分 S 2 ve、S 2 va から、UV のときの 2 kbps のビ
ットストリーム S 2 u は、2 つの部分 S 2 ue、S 2 ua から
それぞれ成っている。部分 S 2 ve は、ピッチラグが 1
フレーム 1 6 0 サンプル当たり 1 ビット (以下、1 bit/160
サンプルのように示す) で、振幅 Am が 15 bit/160 サ
ンプルであり、計 16 bit/160 サンプルとなる。これは、8 kHz
サンプリングで 0.8 kbps のビットレートのデータに
相当する。部分 S 2 ue は、LPC 残差が 11 bit/80 サ
ンプルと、予備の 1 bit/160 サンプルとで、計 23 bit/160
サンプルとなり、1.15 kbps のビットレートのデータに相当
する。2 kbps のビットストリーム S 2 の残りの部分 S 2
va、S 2 ua は、上述した 6 kbps、16 kbps との共有
部分あるいは共通部分であり、部分 S 2 va は、LSP デ
ータ 32 bit/320 サンプルと、V/UV 判定データ 1 bit/16
0 サンプルと、ピッチラグ 7 bit/160 サンプルとで、計 24 bit/1
60 サンプルとなり、1.2 kbps のビットレートのデータ
に相当する。部分 S 2 ua は、LSP データ 32 bit/320 サ
ンプルと、V/UV 判定データ 1 bit/160 サンプルとで、計 17
bit/160 サンプルとなり、0.85 kbps のビットレート

のデータに相当する。

【0068】また、6 kbps のビットストリーム S 6
は、上記ビットストリーム S 2 と同様に、分析フレーム
が V のときと UV のときとで内部構造が一部だけ異な
る。V のときの 6 kbps のビットストリーム S 6 v は、
2 つの部分 S 6 va、S 6 vb から、UV のときの 6 kbps
のビットストリーム S 6 u は、2 つの部分 S 6 ua、S 6
ub からそれぞれ成っている。部分 S 6 va は、上述したよ
うに、部分 S 2 va と共通のデータ内容であり、部分 S 6
vb は、ピッチゲイン 6 bit/160 サンプルと、ピッチ残差 18 bit
/32 サンプルとで、計 96 bit/160 サンプルとなり、4.8 k
bps のビットレートのデータに相当する。また、部分 S
6 ua は、上記部分 S 2 ua と共通のデータ内容であり、部
分 S 6 ub は、上記部分 S 6 vb と共通のデータ内容であ
る。

【0069】また、16 kbps のビットストリーム S 1
6 は、上記ビットストリーム S 2 及び S 6 と同様に分析
フレームが V のときと UV のときとで内部構造が一部だ
け異なる。V のときの 16 kbps のビットストリーム S
16 v は、4 つの部分 S 16 va、S 16 vb、S 16 vc、
S 16 vd から、UV のときの 16 kbps のビットストリ
ーム S 16 u は、4 つの部分 S 16 ua、S 16 ub、S 1
6 uc、S 16 ud からそれぞれ成っている。部分 S 16 va
は、上記部分 S 2 va、S 6 va と共通のデータ内容であ
り、S 16 vb は、上記部分 S 6 vb、S 6 ub と共通のデー
タ内容である。部分 S 16 vc は、ピッチラグ 2 bit/160 サ
ンプルと、ピッチゲイン 11 bit/160 サンプルと、ピッチ残差
18 bit/32 サンプルと、S/M モードデータ 1 bit/160 サ
ンプルとで、計 104 bit/160 サンプルとなり、5.2 kbps のビッ
トレートに相当する。なお、上記 S/M モードデータ
は、VQ 回路 1 2 4 で、音声 (Speech) 用と楽音 (Mus
ic) 用とで異なる 2 種類のコードブック (符号帳) を切
り換えるためのものである。部分 S 16 vd は、高域 LPC
データ 5 bit/160 サンプルと、高域 LPC 残差 15 bit/32 サ
ンプルとで、計 80 bit/160 サンプルとなり、4 kbps のビッ
トレートに相当する。また、部分 S 16 ua は、上記部分
S 2 ua、S 6 ua と共通のデータ内容であり、部分 S 16
ub は、上記部分 S 16 vb すなわち上記部分 S 6 vb、S 6
ub と共通のデータ内容である。さらに、部分 S 16 uc
は、上記部分 S 16 vc と共通のデータ内容であり、部分
S 16 ud は、上記部分 S 16 vd と共通のデータ内容であ
る。

【0070】以上のようなビットストリームを得るため
の図 1、図 3 の構成をまとめると、図 5 のようになる。

【0071】この図 5 において、入力端子 1 1 は図 1、
図 3 の入力端子 1 0 1 に対応し、これが図 1 の LPF 1
0 2、サンプリング周波数変換器 1 0 3、減算器 1 0
6、BPF 1 0 7 等に相当する帯域分割回路 1 2 に送ら
れて、低域側と高域側とに分割される。帯域分割回路 1
2 からの低域側信号は、図 3 の構成に対応する 2 k 符号

化部21と共通部分符号化部22とに送られる。共通部分符号化部22は、図1のLPC分析・量子化部130、あるいは図3のLPC分析・量子化部310にほぼ相当し、さらに図3のサイン波分析符号化部内のピッチ抽出部分や図1のピッチ分析回路115も共通部分符号化部22に含ませることもできる。

【0072】また、帯域分割回路12からの低域側信号は、6k符号化部23及び12k符号化部24にも送られる。6k符号化部23は、図1の回路111～116にほぼ相当し、12k符号化部は、図1の回路117、118、122～128にほぼ相当する。

【0073】帯域分割回路12からの高域側信号は、高域4k符号化部25に送られる。高域4k符号化部25は、図1の回路161～164、171、172にほぼ相当する。

【0074】この図5の各出力端子31～35から出力されるビットストリームと図4の各部分との関係を説明する。2k符号化部21から出力端子31を介して、図4の部分S2ve又はS2ueのデータが出力され、共通部分符号化部22から出力端子32を介して、図4の部分S2va(=S6va=S16va)又はS2ua(=S6ua=S16ua)のデータが出力される。また、6k符号化部23から出力端子33を介して、図4の部分S6vb(=S16vb)又はS6ub(=S16ub)のデータが出力される。さらに、12k符号化部24から出力端子34を介して、図4の部分S16vc又はS16ucのデータが出力され、高域4k符号化部25から出力端子35を介して、図4の部分S16vd又はS16udのデータが出力される。

【0075】以上説明したスケーラビリティの実現の技術を一般化すると、入力信号に対して第1の符号化を施して得られた第1の符号化信号と、上記入力信号に対して上記第1の符号化の一部とのみ共通する部分と共通しない部分とを有し上記第1の符号化とは独立の第2の符号化を施して得られた第2の符号化信号とを多重化する際に、上記第1の符号化信号と、上記第2の符号化信号の内の上記第1の符号化信号と共通する部分を除く信号とを多重化することである。

【0076】これによって、本質的に異なる符号化方式であっても、共有できるものを最大限に共有させて、スケーラビリティを持たせることができる。

【0077】次に、上記図1、図2の各部のより具体的な動作について説明する。

$$\begin{aligned} L((k-1/2)N) &= L(kN) \\ &= (L(kN) + L((k-1)N)) / 2 \\ &= L((k-1)N) \end{aligned}$$

これらの内のどの値を採用するかは、それぞれのラグに対応したピッチ残差のパワーを計算することによってなされる。

【0088】すなわち、 $t = (k-1/2)N$ を中心とした $t =$

*【0078】先ず、図6の(A)に示すように、フレーム間隔、いわゆるフレームインターバルをNサンプル、例えば160サンプルとし、1フレームに1回の分析を行う場合について説明する。

【0079】ピッチ分析中心を $t = kN$ (ただし $k=0, 1, 2, 3, \dots$) とするとき、LPC逆フィルタ111からのLPC予測残差について、 $t = kN-N/2 \sim kN+N/2$ に存在する成分から成る次元数Nのベクトルを \underline{X} とし、これをLサンプルだけ時間軸の前方にずらした $t = kN-N/2-L \sim kN+N/2-L$ の成分から成るN次元ベクトルを \underline{X}_L と

$$\|\underline{X} - g \underline{X}_L\|^2$$

が最小となるよう $L = L_{opt}$ をサーチし、この L_{opt} をこの区間での最適ピッチラグ L_1 とする。あるいは、ピッチの急激な変化を避けるため、ピッチトラッキングを行った後の値を最適ピッチラグ L_1 としてもよい。

【0080】次に、この最適ピッチラグ L_1 に対して、

【0081】

【数1】

20

$$D = \left\| \underline{X} - \sum_{i=-1}^1 g_i \underline{X}_{L_1+i} \right\|^2$$

【0082】が最小となる g_i の組を

【0083】

【数2】

$$\frac{\partial D}{\partial g_i} = 0 \quad (\text{ただし, } i = -1, 0, 1)$$

30

【0084】について解き、ピッチゲインベクトル \underline{g}_1 を求める。このピッチゲインベクトル \underline{g}_1 をベクトル量子化したもののコードブックインデックスを g_i とする。

【0085】次に、さらに予測精度を上げるため、 $t = (k-1/2)N$ にも分析中心をおくことを考える。このとき、予め $t = kN$ 及び $(k-1)N$ でのピッチラグ、ピッチゲインがそれぞれ求められているものとする。

【0086】音声信号の場合、その基本周波数はゆるやかに変化すると考えられるため、 $t = kN$ のときのピッチラグ $L(kN)$ と、 $t = (k-1)N$ のときのピッチラグ $L((k-1)N)$ ととの間に大きな変化はないと考えられ、またその変化も線形であると考えられるため、 $t = (k-1/2)N$ のときのピッチラグ $L((k-1/2)N)$ のとり得る値に制限を加えることは可能である。本例では、次のようにしている。

【0087】

40

* $(k-1/2)N-N/4 \sim (k-1/2)N+N/4$ の次元数 $N/2$ のベクトルを \underline{X} とし、 $L(kN)$ 、 $(L(kN) + L((k-1)N))/2$ 、 $L((k-1)N)$ だけそれぞれ遅れた次元数 $N/2$ のベクトルを $\underline{X}_1^{(0)}$ 、 $\underline{X}_2^{(0)}$ とし、これらの各ベクトル $\underline{X}_1^{(0)}$ 、 $\underline{X}_2^{(0)}$

※50

$\underline{X}_2^{(i)}$ 及び $\underline{X}_2^{(i)}$ のそれぞれの近傍のベクトルを $\underline{X}_2^{(i-1)}$ 、 $\underline{X}_2^{(i)}$ 、 $\underline{X}_2^{(i+1)}$ 、 $\underline{X}_2^{(i)}$ 及び $\underline{X}_2^{(i+1)}$ 、 $\underline{X}_2^{(i)}$ とする。また、これらの各ベクトル $\underline{X}_2^{(i)}$ 、 $\underline{X}_2^{(i)}$ 、 $\underline{X}_2^{(i)}$ (ただし $i = -1, 0, 1$) に対応する核ピッチゲイン $g_0^{(i)}$ 、 $g_1^{(i)}$ 、 $g_2^{(i)}$ について、

【0089】

【数3】

$$D_0 = \left\| \underline{X} - \sum_i g_0^{(i)} \underline{X}_0^{(i)} \right\|^2$$

$$D_1 = \left\| \underline{X} - \sum_i g_1^{(i)} \underline{X}_1^{(i)} \right\|^2$$

$$D_2 = \left\| \underline{X} - \sum_i g_2^{(i)} \underline{X}_2^{(i)} \right\|^2$$

【0090】の3つうちの最小のものの D_i に対するラグを、 $t = (k-1/2)N$ での最適ラグ L_i とし、そのときのピッチゲイン $g_j^{(i)}$ (ただし $i = -1, 0, 1$) をベクトル *

$$\underline{g}_{1d} = \underline{g}_1 - \hat{\underline{g}}_1 \text{ を量子化する}$$

ただし、分析長 = N で求めた時の量子化済のピッチゲイン (ベクトル) $\hat{\underline{g}}_1$

$$\text{分析長} = \frac{N}{2} \text{ で求めた時の量子化していないピッチゲイン } \underline{g}_1$$

【0093】ベクトル \underline{g} の要素 (g_0, g_1, g_2) の内、 g_1 がもっとも大きく g_0, g_2 は0に近い、あるいはその逆であり、ベクトル \underline{g} は3点の間で強い相関があるので、上記ベクトル \underline{g}_{1d} は元のベクトル \underline{g} に比べて分散が小さくなることが予想され、より少ないビット数で量子化できる。

【0094】従って、1フレームで伝送すべきピッチパラメータは、 $L_1, g_1, L_2, g_2, g_{1d}$ の5つになる。

【0095】次に、図5の(B)は、フレーム周波数の8倍のレートで補間されたLPC係数の位相を示しており、このLPC係数は、図1のLPC逆フィルタ111による予測残差算出に用いられ、また図2のLPC合成フィルタ215、225、ピッチスペクトラルポストフィルタ216、226にそれぞれ用いられる。

【0096】次に、上記ピッチラグ及びピッチゲインから求められたピッチ残差のベクトル量子化について説明する。

【0097】ベクトル量子化の聴覚重み付けを容易にまた精度よく行うため、ピッチ残差は50%オーバーラップの窓かけをした上、MDCT変換を行い、この領域で重み付けベクトル量子化を行う。このときの変換長は任意であるが、以下の点を考慮して上で、この例ではかなり小次元なものを用いている。

【0098】(1) 大次元のベクトル量子化は演算量が膨大になり、MDCT領域でスプリットあるいは並べ替えを行わざるを得ない。

* ル量子化した上でピッチゲインを求める。なお、 L_2 のとり得る値は3通りであり、これは現在及び過去の L_1 から求められるため、ストレートな値ではなく補間スキームを表すフラグを補間インデクスとして伝送すればよい。また、 $L(kN)$ 、 $L((k-1)N)$ のいずれかが0、すなわちピッチが無い、ピッチ予測利得がとれない、と判断されるときには、 $L((k-1/2)N)$ の候補として上記 $L(kN) + L((k-1)N)/2$ は除外される。

【0091】このように、ピッチラグ算出に用いるベクトル \underline{X} の次元数を半分の $N/2$ にした場合、 $t = kN$ が分析中心のときの L_i はそのまま用いることができるが、 \underline{X} の次元数が N で分析したときのピッチゲインが得られているにも拘わらず、再度ゲイン計算を行い、そのデータを伝送しなければならない。ここでは、そのビット数削減のため、

【0092】

【数4】

※(2) スプリットした場合、スプリットされたバンド間のビットアロケーションを精密に行うことは大変困難である。

(3) 次元数が2のべき乗ではないとき、FFTを用いたMDCTの高速算法が使用できない。

30 【0099】今回はフレーム長を20msec (=160 サンプル/8kHz) にとっているため、 $160/5 = 32 = 2^5$ となることから、50%オーバーラップを考慮してMDCT変換サイズを64にとり、上記(1)~(3)の各点の解決を図った。

【0100】フレーミングの状態は図6の(C)のようになる。

【0101】すなわち、この図6の(C)において、20msec = 160 サンプルのフレーム内のピッチ残差 $r_p(n)$ (ただし $n=0, 1, \dots, 191$ 、ここで $n=160, \dots, 191$ は、次のフレームの $0, \dots, 31$ の意味) を5つのサブフレームに分け、5つのサブフレームの i 番目 ($i=0, 1, \dots, 4$) のサブフレームのピッチ残差 $r_{pi}(n)$ (ただし、 $n=0, 1, \dots, 31$) を、

$$r_{pi}(n) = r_p(32i+n)$$

とする。このサブフレームのピッチ残差 $r_{pi}(n)$ に、MDCTのエリアシング相殺ができるような窓関数 $w(n)$ をかけて得られる $w(n) \cdot r_{pi}(n)$ に対してMDCT変換を施す。この窓関数 $w(n)$ としては、例えば $w(n) = \sqrt{(1 - (\cos 2\pi(n+0.5)/64))}$ を用いればよい。

【0102】なお、MDC Tの変換処理の演算は、変換長が64 ($=2^6$) のため、FFTを用いて次のように計算できる。

【0103】(1) $x(n) = w(n) \cdot r_{pi}(n) \cdot \exp((-2\pi j/64)(n/2))$ とする。

(2) $x(n)$ を64ポイントFFT処理し、これを $y(k)$ とする。

(3) $y(k) \cdot \exp((-2\pi j/64)(k+1/2)(1/2+64/4))$ の実部を取り、これをMDC T係数 $c_i(k)$ (ただし、 $k=0, 1, \dots, 31$) とする。

【0104】次に、各サブフレームのMDC T係数 $c_i(k)$ をベクトル量子化するが、このときの重み付けについて説明する。

【0105】ピッチ残差 $r_{pi}(n)$ をベクトル $\underline{r_i}$ とおくと、合成後の距離Dは、

【0106】

【数5】

$$\begin{aligned} D^2 &= \|H(\underline{r_i} - \hat{\underline{r_i}})\|^2 \\ &= (\underline{r_i} - \hat{\underline{r_i}})^T H^T H (\underline{r_i} - \hat{\underline{r_i}}) \\ &= (\underline{r_i} - \hat{\underline{r_i}})^T M^T M H^T H M (\underline{r_i} - \hat{\underline{r_i}}) \\ &= (\underline{c_i} - \hat{\underline{c_i}})^T M H^T H M^T (\underline{c_i} - \hat{\underline{c_i}}) \end{aligned}$$

(ただし、 H は合成フィルタ行列、 M はMDC T行列、 $\underline{c_i}$ は $c_i(k)$ のベクトル表記、 $\hat{\underline{c_i}}$ は $\hat{c_i}(k)$ を量子化した $\hat{c_i}(k)$ のベクトル表記)

【0107】ここで、 M は、その性質から $H^T H$ (ただし H^T は H の転置行列)を対角化すると考えられるので、

【0108】

【数6】

$$M H^T H M = \begin{bmatrix} h_0^2 & & & \\ & h_1^2 & 0 & \\ & 0 & \ddots & \\ & & & h_{n-1}^2 \end{bmatrix} \quad (n=64)$$

【0109】とし、ここでは h_i を合成フィルタの周波数応答にとった。従って、

【0110】

【数7】

$$D^2 = \sum_k h_k^2 (c_i(k) - \hat{c_i}(k))^2$$

【0111】このように、 h_i をそのまま $c_i(k)$ の量子化の重み付けに使用した場合、合成後のノイズがフラットになる、いわゆる100%ノイズシェイピングになるため、さらに聴覚重み付け W によりフォルマントを相似形のノイズになるようにコントロールする。

【0112】

【数8】

$$W = \begin{bmatrix} w_0 & & & \\ & w_1 & 0 & \\ & 0 & \ddots & \\ & & & w_{n-1} \end{bmatrix} \quad (n=64)$$

【0113】なお、 h_i^T 、 w_i^T は、合成フィルタ $H(z)$ 及び聴覚重み付けフィルタ $W(z)$

10 【0114】

【数9】

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{1}{1 + \sum_{j=1}^P \alpha_{ij} z^{-j}} \\ W(z) &= \frac{1 + \sum_{j=1}^P \lambda_b^j \alpha_{ij} z^{-j}}{1 + \sum_{j=1}^P \lambda_a^j \alpha_{ij} z^{-j}} \end{aligned}$$

(P は分析次数、 λ_a 、 λ_b は重み付けのための係数)

【0115】のインパルス応答のFFTパワースペクトルとして求められる。

【0116】ここで、 α_{ij} は、第 i サブフレームに対応するLPC係数であり、補間されたLSP係数から求められる。すなわち、前フレームの分析で得られたLSP $_0(j)$ と現フレームのLSP $_1(j)$ とを内分し、本例の場合、第 i サブフレームのLSPは、

30 【0117】

【数10】

$$LSP^{(i)}(j) = \left(1 - \frac{i+1}{5}\right) LSP_0(j) + \frac{i+1}{5} LSP_1(j)$$

(ただし、 $i=0, 1, 2, 3, 4$)

【0118】としてLSP $^{(i)}(j)$ を求める。その後、LSP $\rightarrow \alpha$ 変換により α_{ij} を求める。

【0119】このようにして求められた H 、 W に対して、新たに $W' = WH$ と置き、ベクトル量子化の際の距離尺度として用いる。

40

【0120】ベクトル量子化は、シェイプ、ゲインベクトル量子化によって行うが、その学習時の最適エンコード、デコード条件について説明する。

【0121】学習のある時点でのシェイプコードブックを \underline{s} 、ゲインコードブックを \underline{g} とし、トレーニング時の入力すなわち各サブフレームでのMDC T係数を \underline{x} 、そのサブフレームでの重みを \underline{W} とすると、このときの歪のパワーD2は、以下の式で定義される。

【0122】 $D2 = \| \underline{W}^T (\underline{x} - \underline{g} \underline{s}) \|^2$

50 このD2を最小にするような(\underline{g} 、 \underline{s})を選択すること

が最適エンコード条件である。

【0123】

【数11】

$$\begin{aligned} D^2 &= (\underline{x} - g\underline{s})' \underline{w}' \underline{w}' (\underline{x} - g\underline{s}) \\ &= \underline{s}' \underline{w}' \underline{w}' \underline{s} \left(g - \frac{\underline{s}' \underline{w}' \underline{w}' \underline{x}}{\underline{s}' \underline{w}' \underline{w}' \underline{s}} \right)^2 + \underline{x}' \underline{w}' \underline{w}' \underline{x} \\ &\quad - \frac{(\underline{s}' \underline{w}' \underline{w}' \underline{x})^2}{\underline{s}' \underline{w}' \underline{w}' \underline{s}} \end{aligned}$$

【0124】したがって、まず第1のステップとして、シェイプコードブックについて、

【0125】

【数12】

$$\frac{(\underline{s}' \underline{w}' \underline{w}' \underline{x})^2}{\underline{s}' \underline{w}' \underline{w}' \underline{s}}$$

【0126】を最大にする \underline{s}_{opt} をサーチし、ゲインコードブックについては、この \underline{s}_{opt} に対し、

【0127】

【数13】

$$\frac{\underline{s}'_{opt} \underline{w}' \underline{w}' \underline{x}}{\underline{s}'_{opt} \underline{w}' \underline{w}' \underline{s}_{opt}}$$

【0128】に最も近い g_{opt} をサーチすればよい。

【0129】次に、最適デコード条件を求める。

【0130】第2のステップとしてシェイプコードブックについて、学習中のある時点でシェイプコードブック \underline{s} にエンコードされた \underline{x} の集合 \underline{x}_k ($k=0, \dots, N-1$) に対して、このときの歪の総和 E_s は、

【0131】

【数14】

$$E_s = \sum_{k=0}^{N-1} \|w'_k(\underline{x}_k - g_k \underline{s})\|^2$$

【0132】であるから、これを最小にする \underline{s} は、

【0133】

【数15】

$$\frac{\partial E_s}{\partial \underline{s}} = 0 \text{ より}$$

【0134】より

【0135】

【数16】

$$\underline{s} = \left(\sum_{k=0}^{N-1} g_k^2 w'_k w'_k \right)^{-1} \sum_{k=0}^{N-1} g_k w'_k w'_k \underline{x}_k$$

【0136】と求められる。

【0137】ゲインコードブックについては、ゲインコードブック g にエンコードされた \underline{x} の集合 \underline{x}_k (重み W

\underline{w}'_k 、シェイプ \underline{s}_k) について、歪の総和 E_s は、

【0138】

【数17】

$$\begin{aligned} E_s &= \sum_{k=0}^{N-1} \|w'_k(\underline{x}_k - g\underline{s}_k)\|^2 \\ \frac{\partial E}{\partial g} &= 0 \text{ より} \\ g &= \frac{\sum_{k=0}^{M-1} \underline{s}'_k w'_k w'_k \underline{x}_k}{\sum_{k=0}^{M-1} \underline{s}'_k w'_k w'_k \underline{s}_k} \end{aligned}$$

【0139】である。

【0140】上記第1、第2のステップを繰り返し求めながら、GLA (一般化ロイドアルゴリズム) によって、シェイプ、ゲインコードブックを得ることができ

る。
【0141】なお、本例では、信号レベルの小さいときのノイズを重視するため、 W' そのものでなく、レベル (の逆数) の重みをつけた $W' / \|\underline{x}\|$ を用いて学習を行っている。

【0142】このようにして、作成した符号帳を用いてピッチ残差をMDCTしたものであるベクトル量子化を行い、そのインデックスをLPC (実際にはLSP)、ピッチ、ピッチゲインとともに伝送し、デコード側では逆ベクトル量子化、ピッチ、LPC合成を行うことで、再生音を得ることができるが、本例では、さらにレートの高い動作を可能とするため、前述のピッチラグ、ピッチゲイン算出の頻度向上とともに、ピッチ残差MDCTベクトル量子化を多段にすることで、これに対応している。

【0143】一例を図7の(A)に示す。ここでの段数は2段であり、シーケンシャルな多段ベクトル量子化であるが、2段目の入力1段目のデコード結果を L_1 、 g_1 、 g_{u1} から作られた精度の高いピッチ残差から引いたものとして用いる。すなわち、1段目のMDCT回路113からの出力をVQ回路114でベクトル量子化した後の代表ベクトルあるいは逆量子化出力を、逆MDCT回路113aで逆MDCT処理した結果を、減算器128' に送り、2段目の残差 (図1のピッチ逆フィルタ122からの出力) から減算している。この減算器128' からの出力をMDCT回路123' によりMDCT処理してVQ回路124で量子化する。これは、1段目の逆MDCTを行わない等価な図7の(B)のような構成とすることができ、図1ではこの(B)の構成を用いている。

【0144】図2のデコーダ側でMDCT係数のインデックス $I_{\Delta V_{el}}$ 、 $I_{\Delta V_{ea}}$ をともに用いたデコードをする際は、 $I_{\Delta V_{el}}$ 、 $I_{\Delta V_{ea}}$ の逆ベクトル量子化の結果の

和を逆MDCT、オーバーラップ加算をした上で、ピッチ合成、LPC合成を行い再生音を得る。当然ピッチ合成時のピッチラグ、ピッチゲイン更新頻度は、1段のみの場合の倍になり、本願では、80サンプル毎に切り換わるピッチ合成フィルタを駆動することになる。

【0145】次に、図2のデコーダ側のポストフィルタ216、226について説明する。

【0146】ポストフィルタ216、226は、ピッチ強調、高域強調、スペクトル強調フィルタの縦続接続でポストフィルタ特性 $p(z)$ を実現する。

【0147】

【数18】

$$P(z) = \frac{1}{1 - \gamma_p \sum_{i=1}^L g_i z^{-L+i}} (1 - \gamma_b z^{-1}) \frac{1 - \sum_{j=1}^p \gamma_n^j \alpha_{ij} z^{-j}}{1 - \sum_{j=1}^p \gamma_d^j \alpha_{ij} z^{-j}}$$

【0148】この式において、 g_i 、 L はピッチ予測で求められたピッチゲイン、ピッチラグであり、 v はピッチ強調の度合いを表すパラメータである（例えば $v=0.5$ ）。また、 v_b は高域強調（例えば $v_b=0.4$ ）を、 v_n 、 v_d はスペクトルの強調度（例えば $v_n=0.5$ 、 $v_d=0.8$ ）を表すパラメータである。

【0149】次に、LPC合成フィルタの出力 $s(n)$ 、ポストフィルタの出力 $s_p(n)$ についてのゲイン補正を行う。このときの係数 k_{adj} は、

【0150】

【数19】

$$k_{adj} = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} (s(n))^2}{\sum_{i=0}^{N-1} (s_p(n))^2} \quad (N=80 \text{ または } 160)$$

【0151】であるが、 k_{adj} はフレーム内で固定ではなく、LPFを通した上でサンプル毎に変化させる。なお、 p として例えば0.1が用いられる。

【0152】 $k_{adj}(n) = (1-p)k_{adj}(n-1) + pk_{adj}$
次に、フレームのつながりを滑らかにするため、以下のようにピッチ強調フィルタを2つ用意し、その結果をクロスフェイドしたものを最終出力とする。

【0153】

【数20】

$$\frac{1}{1 - \gamma_p \sum_{i=1}^L g_{0i} z^{-L+i}}$$

【0154】

【数21】

(13)

特開平9-127994

24

$$\frac{1}{1 - \gamma_p \sum_{i=1}^L g_i z^{-L+i}}$$

* 【0155】これにより構成されたポストフィルタの出力 $s_{p0}(n)$ 、 $s_p(n)$ に対して最終出力 $s_{out}(n)$ を、

$$s_{out}(n) = (1-f(n)) s_{p0}(n) + f(n) s_p(n)$$

とする。ここで、 $f(n)$ は、例えば図8に示すような窓である。この図8の(A)は低レート時、(B)は高レート時をそれぞれ示しており、(B)の80サンプル幅の窓は、160サンプル、20msecの合成時には2回繰り返して用いられる。

【0156】次に、図1のエンコーダ側のVQ（ベクトル量子化）回路124について説明する。

【0157】このVQ回路124は、音声（Speech）用と楽音（Music）用とで互いに異なる2種類の符号帳（コードブック）を有しており、これらの2種類の符号帳を入力信号に応じて切り換え選択するようにしている。

20 【0158】すなわち、音声、楽音信号の量子化において、量子化器の構成が決まっている場合、この量子化器の持つ符号帳は、学習時に使用した音声、楽音の性質において最適なものとなるため、両者を一緒にして学習した場合、両者の性質が大きく異なると、学習後の符号帳は両者の平均的な性質を持つことになる。従って、一つの符号帳で量子化器を構成した場合、そのパフォーマンス、あるいは平均S/Nは、あまり高くないことが予想される。

30 【0159】そこで、本例においては、このように性質の異なる複数の信号について、それぞれの学習データを用いて作成した符号量を切り換えて、量子化器の性能を向上させている。

【0160】図9は、このような2種類の符号帳CB_A、CB_Bを有するベクトル量子化器の概略的な構成を示している。

40 【0161】この図9において、入力端子501に供給された入力信号は、ベクトル量子化器511、512に送られる。これらのベクトル量子化器511、512は、それぞれ符号長（コードブック）CB_A、CB_Bを有している。これらのベクトル量子化器511、512からの代表ベクトルあるいは逆量子化出力は、それぞれ減算器513、514に送られ、元の入力信号との差がとられて、これらの各誤差分が比較器515に送られる。比較器515では、各誤差分を比較して、誤差が小さい方のベクトル量子化器511、512からの量子化出力であるインデクスを切換スイッチ516で切換選択して出力端子502に送る。

* 【0162】この場合、各ベクトル量子化器511、512の量子化単位時間あるいは周期よりも、切換スイッチ516の切換周期を長くしている。例えば、量子化単

50

位がフレームを8分割したサブフレームであるとき、切換スイッチ516をフレーム単位で切り換えている。

【0163】ここで、例として、それぞれ音声のみ、楽音のみで学習した同じサイズNで、同じ次元Mの符号帳CB_A、CB_Bがあるとして、あるフレームのL個のデータから成るL次元のデータXをサブフレーム長M(=L/n)でベクトル量子化したとき、量子化後の歪みについて、符号帳CB_Aを用いたときをE_A(k)、符号帳CB_Bを用いたときをE_B(k)とする。これらの歪みE_A(k)、E_B(k)は、それぞれインデクスi、jが選ばれたとして、

$$E_A(k) = \| W_k (X - CA_i) \|$$

$$E_B(k) = \| W_k (X - CB_j) \|$$

である。この式で、W_kはサブフレームkでの重み付け行列を表し、CA_i、CB_jは符号帳CB_A、CB_Bのそれぞれインデクスi、jに対応する代表ベクトルを表す。

【0164】このようにして得られた2つの歪みに対して、1フレーム内での歪みの総和により、そのフレームに最適な符号帳を採用することを考える。このときの選び方について、次の2つの方法が考えられる。

【0165】第1の方法として、全てのサブフレームにおいて、符号帳CB_A及びCB_Bのみを用いて量子化を行い、歪みのフレーム内総和Σ_kE_A(k)、Σ_kE_B(k)を求め、小さい方の歪みの総和を与える符号帳CB_A、CB_Bのいずれかを1フレームに亘って使用する。

【0166】この第1の方法を実現する構成例を図10に示す。この図10では、上記図9と対応する部分に同じ参照番号を付しており、参照番号に添付したa、b、・・・等の添字は、サブフレームkに対応している。符号帳CB_Aについては、サブフレーム毎の歪みが得られる各減算器513a、513b、・・・、513nからの出力のフレーム内総和を加算器517でとり、符号帳CB_Bについては各サブフレーム毎の歪みのフレーム内総和を加算器518でとって、これらを比較器515で比較することにより、コードブック切換のための制御信号あるいは選択フラグを端子503より得ている。

【0167】次に、第2の方法は、各サブフレーム毎に、歪みE_A(k)、E_B(k)を比較し、これらの比較結果をフレーム内の全サブフレームに亘って判断処理することにより符号帳を切換選択するものである。

【0168】この第2の方法の実現例を図11に示す。この図11では、各サブフレーム毎に比較を行う比較器516からの出力を判断ロジック519に送って、例えば多数決などにより判断処理し、1ビットの符号帳切換選択フラグを端子503より得るようにしている。

【0169】なお、この選択フラグが、前述したS/M(音声/楽音)モードデータとして伝送されるものである。

【0170】このようにして、複数の性質の異なる信号を、1つの量子化装置により効率よく量子化できる。

【0171】次に、図1のFFT回路161、周波数シフト回路162、逆FFT回路163による周波数変換処理について説明する。

【0172】この周波数変換処理は、入力信号の内の少なくとも1つの帯域を取り出す帯域抽出工程と、抽出された少なくとも1つの帯域の信号を周波数軸上の信号に変換する直交変換工程と、直交変換された信号を周波数軸上で(他の位置に、他の帯域に)シフトさせるシフト工程と、周波数軸上でシフトされた信号を逆直交変換して時間軸上の信号に変換する逆直交変換工程とを有している。

【0173】図12は、上記周波数変換のための構成をより詳しく示した図であり、図1と対応する部分には同じ番号を付している。この図12において、入力端子101には、例えば16kHzサンプリングで0~8kHzの成分を持つ広帯域音声信号が供給されている。この入力端子101からの広帯域音声信号の内、例えば0~3.8kHzを低域側信号としてLPF(ローパスフィルタ)102により分離し、また元の広帯域信号からこの低域側信号を減算器151で差し引いた成分を高域側信号として分離する。これらの低域側信号と高域側信号とを独立に処理するようにしている。

【0174】ここで得た高域側信号は、LPF102を介してもわずかに残っている3.5kHzから8kHzまでの4.5kHzの周波数幅を持つが、ダウンスamplingして信号処理を行うため、4kHz幅まで狭めなくてはならない。この例では、7.5kHz~8kHzの0.5kHz分をBPF(バンドパスフィルタ)107あるいはLPFによりカットしている。

【0175】次に、低域側への周波数変換として例えばFFT(高速フーリエ変換)を行うが、これに先立って、フレーム分割回路108により、サンプル数を2のべき乗、例えば図13の(A)に示すように512サンプル毎に区切っている。ただし、後での信号処理を行い易くするため、80サンプル毎に前進させている。

【0176】次に、ハミング窓かけ回路109により、長さ320サンプルのハミング窓をかける。このサンプル数の320は、上記フレーム分割の際に80サンプルずつ前進させており、後の重畳加算によるフレーム合成時に、図13の(B)に示すように4つの波形を重ねて加算できるようにするため、80の4倍としているものである。

【0177】次に、この長さ512サンプルのデータに対して、FFT回路161によりFFT処理を行い、周波数軸上のデータに変換する。

【0178】次に、周波数シフト回路162により、周波数軸上でデータを他の位置あるいは他の帯域にシフトあるいは移動させる。この周波数軸上でのシフトによってサンプリング周波数を低下させる原理は、図14に示すように、(A)の斜線部の高域側信号を(B)のよう

に低域側に移動し、これを(C)に示すようにダウンサンプリングするものである。図14の(A)から(B)への周波数軸上での移動の際に、 $f_s/2$ を中心折り返される成分については、互いに逆の移動方向となっている。これによって、サブバンドの帯域が $f_s/2n$ 以内であれば、サンプリング周波数を f_s/n に下げることができる。

【0179】この周波数シフト回路162では、図15に示すように、周波数軸上のデータの高域側に相当する斜線部のデータを、低域側に相当する周波数軸上の位置あるいは帯域にシフトあるいは移動させる処理を行えばよい。具体的に、512サンプルの時間軸上のデータをFFT処理して得られる周波数軸上の512個のデータに対して、113番目から239番目までの127個のデータを、1~127番目の位置あるいは帯域に移動させ、また273番目から399番目までの127個のデータを、395~511番目の位置あるいは帯域に移動させる。このとき、周波数軸上の112番目のデータを0番目の位置に移動させないことが重要である。これは、周波数領域の信号では、0番目は直流成分であり、位相成分が無いため、この位置のデータは実数でなくてはならず、一般に複素数である周波数成分は、ここには入れられないからである。また、 $f_s/2$ を表す256番目のデータ(一般には $N/2$ 番目のデータ)も無効であり、ここは利用しない、すなわち、この場合の0~4kHzの範囲は、厳密には $0 < f < 4 \text{ kHz}$ と表される範囲のことである。

【0180】次に、逆FFT回路163により逆FFT処理して、周波数軸上のデータを時間軸上の信号に戻す。この場合512サンプル毎に時間軸上の信号が得られる。この512サンプル毎の時間軸信号を、重畳加算回路166により図jの(B)に示すように80サンプルずつオーバーラップさせ、重なっている部分を足し合わせる。

【0181】この重畳加算回路166から得られた信号は、16kHzサンプリングで0~4kHzに制限されているので、ダウンサンプリング回路164によりダウンサンプリング処理する。これにより周波数シフトされた8kHzサンプリングで0~4kHzの信号を得ることができ、この信号が出力端子169を介して取り出されて、図1のLPC分析・量子化部130やLPC逆フィルタ171に送られる。

【0182】次に、デコード側での復元処理は、図16に示す構成により実現できる。

【0183】この図16の構成は、上記図2のアップサンプリング回路233以降の構成に相当しており、対応する部分に同じ指示符号を付している。ただし、図2においては、FFT処理の前にアップサンプリング処理を行っているが、図16の例では、FFT処理の後にアップサンプリング処理を行っている。

【0184】この図16において、端子241には、図2の高域側LPC合成フィルタ232からの出力信号のような、8kHzサンプリングで0~4kHzにシフトされている高域側の信号が入力される。

【0185】この信号は、フレーム分割回路242により、フレーム長が256サンプルで前進分が80サンプルの信号に区切られる。これは、エンコード側のフレーム分割と同様な理由からであるが、サンプリング周波数が $1/2$ となっているので、サンプル数も $1/2$ となっている。また、ハミング窓かけ回路243により、フレーム分割回路242からの信号に長さ160サンプルのハミング窓がかけられることも、エンコード側と同様(ただしサンプル数は $1/2$)である。

【0186】次に、FFT回路234により長さ256サンプルでFFT処理が施され、時間軸上の信号が周波数軸上の信号に変換される。次のアップサンプリング回路244においては、図15の(B)に示すようなゼロ埋め処理を施すことにより、実質的にフレーム長が216サンプルから512サンプルになる。これは、図14の(C)から(B)への変換に相当する。

【0187】次に、周波数シフト回路235により、周波数軸上でデータを他の位置あるいは他の帯域にシフトあるいは移動させることにより、+3.5kHzの周波数シフトを行う。これは、図14の(B)から(A)への変換に相当する。

【0188】このようにして得られた周波数軸上の信号を、逆FFT回路236により逆FFT処理することにより、時間軸上の信号に戻す。この逆FFT回路236からの信号は、16kHzサンプリングで3.5kHz~7.5kHzとなっている。

【0189】次の重畳加算回路237では、長さ512サンプルのフレーム毎に、80サンプルずつオーバーラップさせて足し合わせ、連続する時間軸信号に戻す。このようにして得られた高域側信号は、加算器228で低域側信号と加算され、出力端子229より取り出される。

【0190】なお、このような周波数変換においては、具体的な数値は上記の例に限定されず、シフトを行うバンド数も1つに限定されない。

【0191】例えば、図17に示すように、16kHzサンプリングで狭帯域信号を300Hz~3.4kHz、広帯域信号を0~7kHzとする場合に、狭帯域に含まれない低域0~300Hzと、高域側の3.4kHz~7kHzとの内、高域側を300Hz~3.9kHzに移動して低域側と接触するように集めれば、0~3.9kHzの信号となり、これも上述と同様にサンプリング周波数 f_s を $1/2$ の8kHzとすることができる。

【0192】これを一般化すれば、広帯域信号と、広帯域信号の内部に収まる狭帯域信号とを多重化する場合、広帯域信号から狭帯域信号を減算した残りの内の高域側

成分を低域側にシフトして、サンプリングレートを下げ
るわけである。

【0193】このように、任意の周波数から任意の周波
数のサブバンドを作ることができ、その周波数幅の総和
の2倍のサンプリング周波数で処理可能であり、アプリ
ケーションに柔軟に対応できる。

【0194】また、低ビットレートで量子化誤差が大き
い場合、一般にQMFを利用すると分割周波数付近に発
生したはずの折り返しノイズも、上記周波数変換方法に
よれば回避できる、という利点もある。

【0195】なお、本発明は上記実施の形態のみに限定
されるものではなく、例えば上記図1の音声符号化側
(エンコード側)の構成や、図2の音声復号化側(デコ
ード側)の構成については、各部をハードウェア的に記
載しているが、いわゆるDSP(ディジタル信号プロセ
ッサ)等を用いてソフトウェアプログラムにより実現す
ることも可能である。また、上記ベクトル量子化の代わ
りに、複数フレームのデータをまとめてマトリクス量子
化を施してもよい。さらに、本発明が適用される音声符
号化方法や復号化方法は、上記符号化復号化方法に限定
されるものではなく、種々の音声符号化復号化方法に適
用でき、用途としても、伝送や記録再生に限定されず、
ピッチ変換やスピード変換、規則音声合成、あるいは雑
音抑圧のような種々の用途に応用できることは勿論であ
る。

【0196】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明
によれば、入力信号の内の少なくとも1つの帯域を取り
出し、取り出された少なくとも1つの帯域の信号を周波
数軸上の信号に直交変換し、直交変換された信号を周波
数軸上で他の位置又は他の帯域にシフトさせ、周波数軸
上でシフトされた信号を逆直交変換して時間軸上の信号
に変換し、逆直交変換された時間軸上の信号に対して符
号化を施すことにより、任意の周波数幅の信号を取り出
して、これを低域側に変換して、低いサンプリング周波
数で符号化処理を施すことができる。

【0197】また、任意の周波数から任意の周波数幅の
サブバンドを作ることができ、その周波数幅の2倍のサ
ンプリング周波数で処理可能であり、アプリケーション
に柔軟に対応できる。

【0198】また、低ビットレートで量子化誤差が大き
い場合でも、折り返しノイズが発生しないという利点も
ある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る音声符号化方法の実施の形態が適
用される音声信号符号化装置の基本構成を示すブロック *

* 図である。

【図2】音声信号復号化装置の基本構成を示すブロック
図である。

【図3】他の音声信号符号化装置の構成を示すブロック
図である。

【図4】伝送される符号化データのビットストリームの
スケラビリティを説明するための図である。

【図5】本発明が適用可能な符号化側のシステム全体を
概略的に示すブロック図である。

10 【図6】符号化、復号化の主要動作の周期及び位相関係
を説明するための図である。

【図7】MDCT(モディファイド離散コサイン変換)
係数のベクトル量子化の構成例を示す図である。

【図8】ポストフィルタ出力にかけられる窓関数の例を
示す図である。

【図9】2種類のコードブックを有するベクトル量子化
装置の例を示す図である。

【図10】2種類のコードブックを有するベクトル量子
化装置の具体例を示す図である。

20 【図11】2種類のコードブックを有するベクトル量子
化装置の他の具体例を示す図である。

【図12】周波数変換のエンコーダ側の構成を示すプロ
ック図である。

【図13】フレーム分割及び重量加算処理を説明するた
めの図である。

【図14】周波数軸上での周波数シフトの例を示す図で
ある。

【図15】周波数軸上のデータのシフト処理を示す図で
ある。

30 【図16】周波数変換のデコーダ側の構成を示すプロ
ック図である。

【図17】周波数軸上での周波数シフトの他の例を示す
図である。

【符号の説明】

111、171 LPC逆フィルタ

112、122 ピッチ逆フィルタ

113、123 MDCT(モディファイド離散コサイ
ン変換)回路

114、124 VQ(ベクトル量子化)回路

40 115、125 ピッチ分析回路

116、118、126 ピッチゲインVQ回路

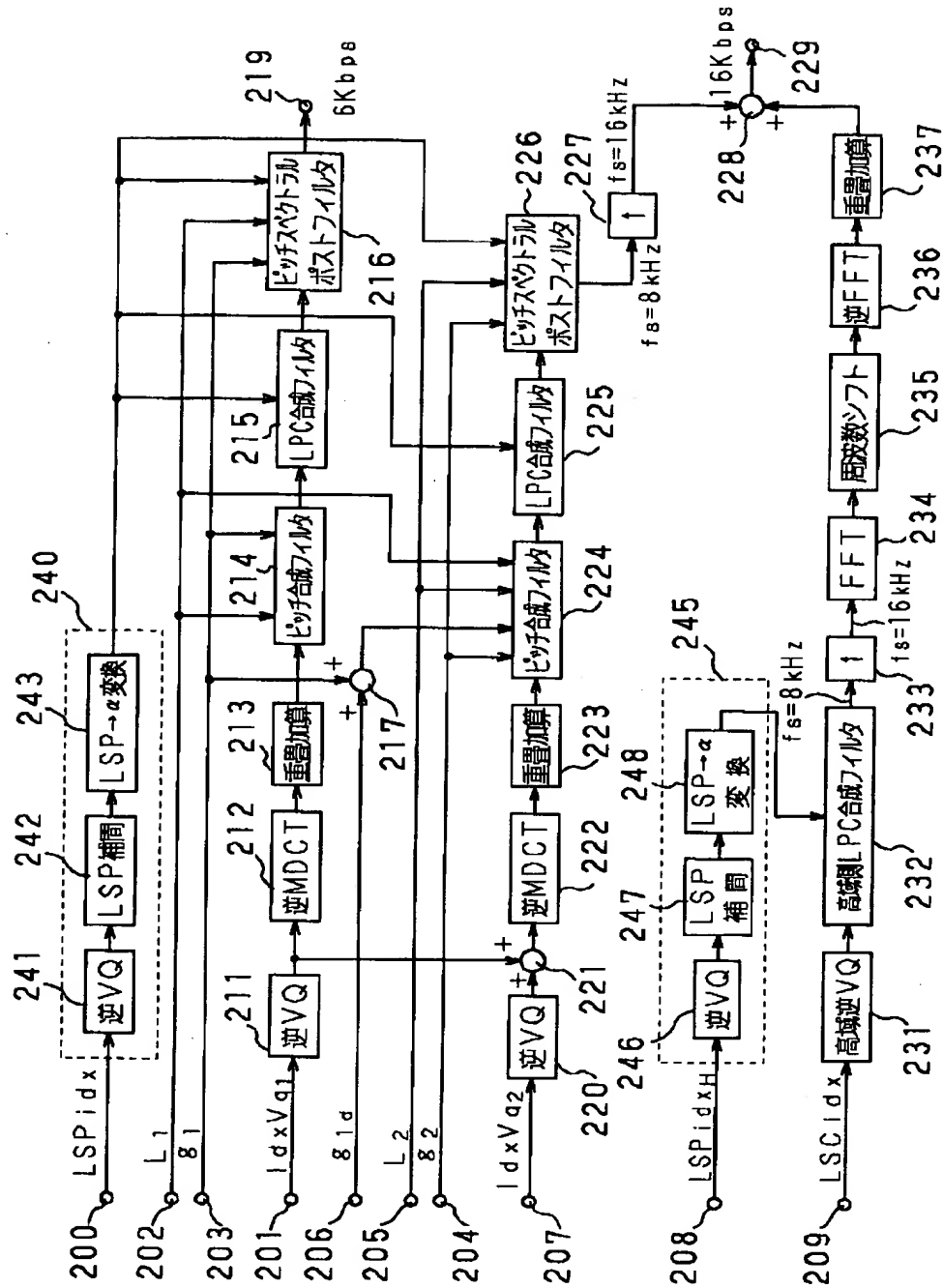
130、180 LPC分析・量子化部

161、234 FFT(高速フーリエ変換)回路

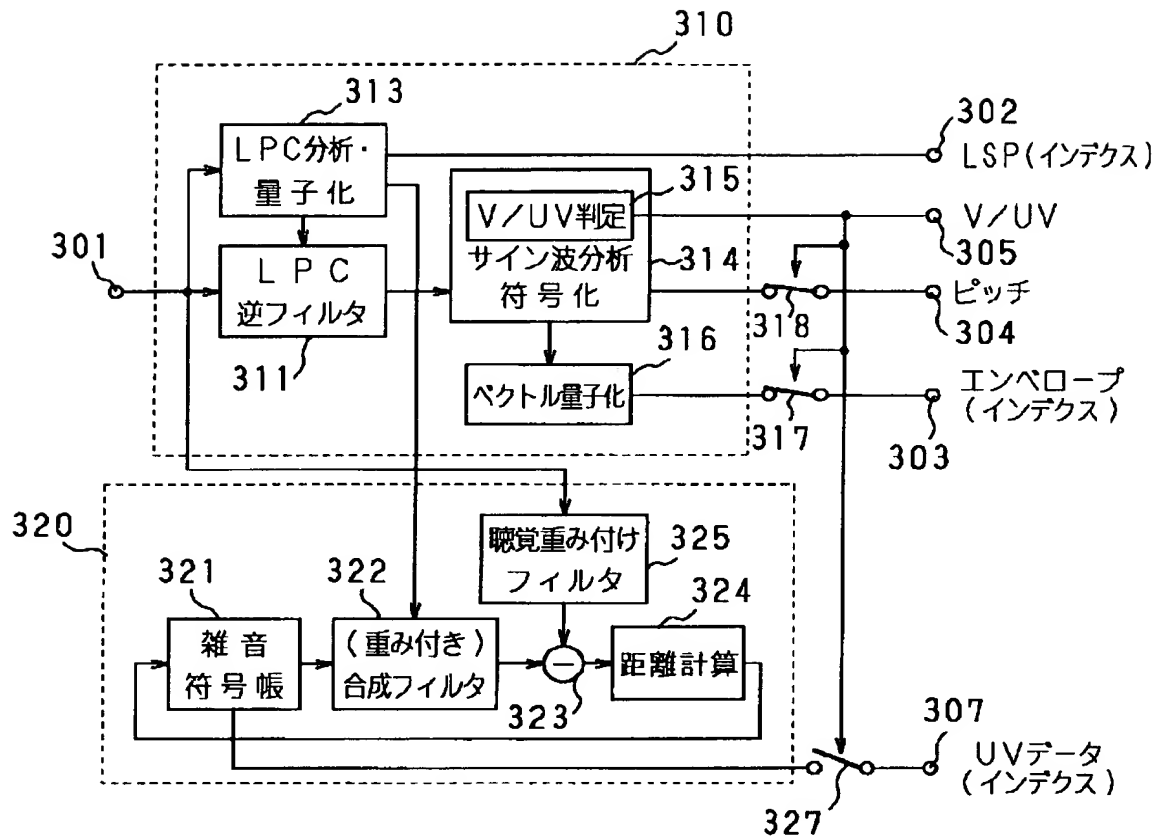
162、235 周波数シフト回路

163、236 逆FFT回路

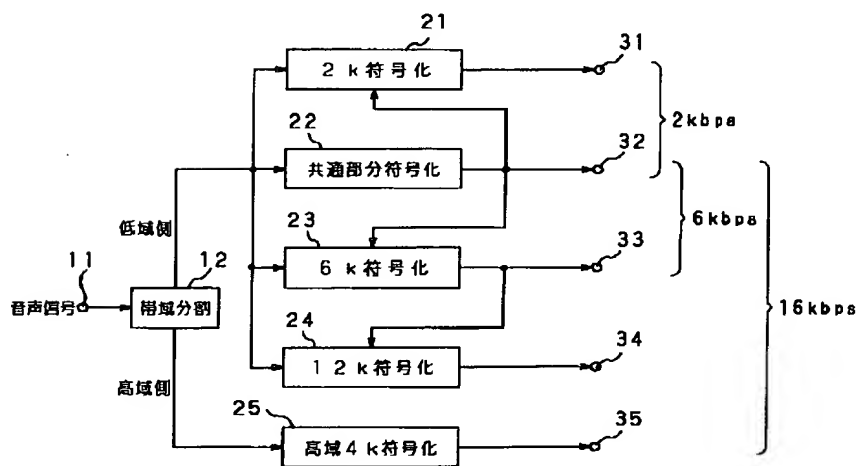
【図 2】



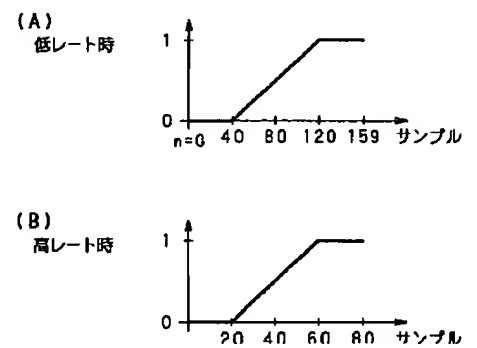
【図3】



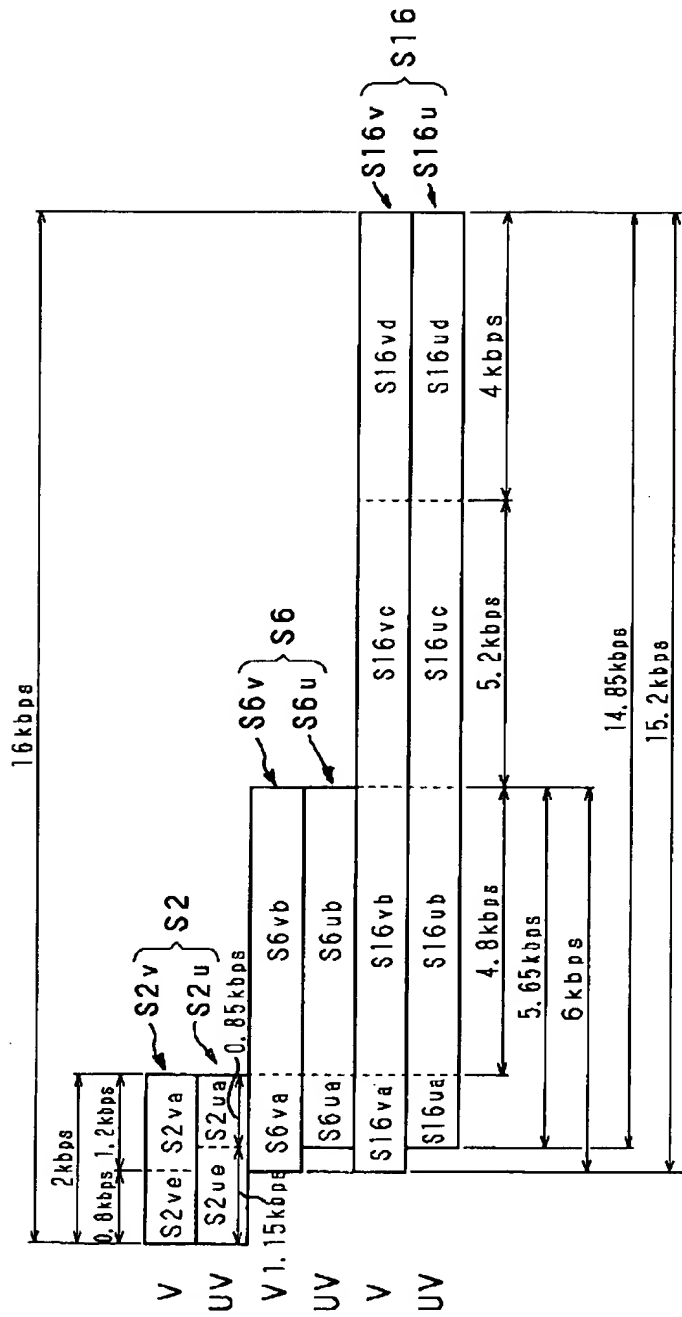
【図5】



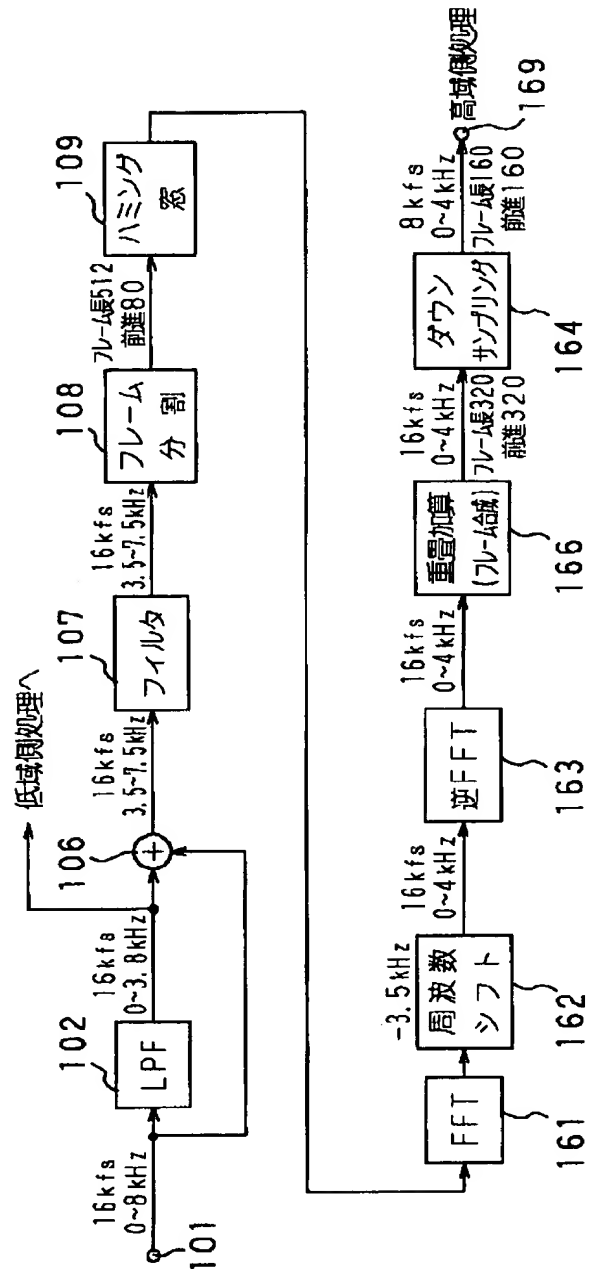
【図8】



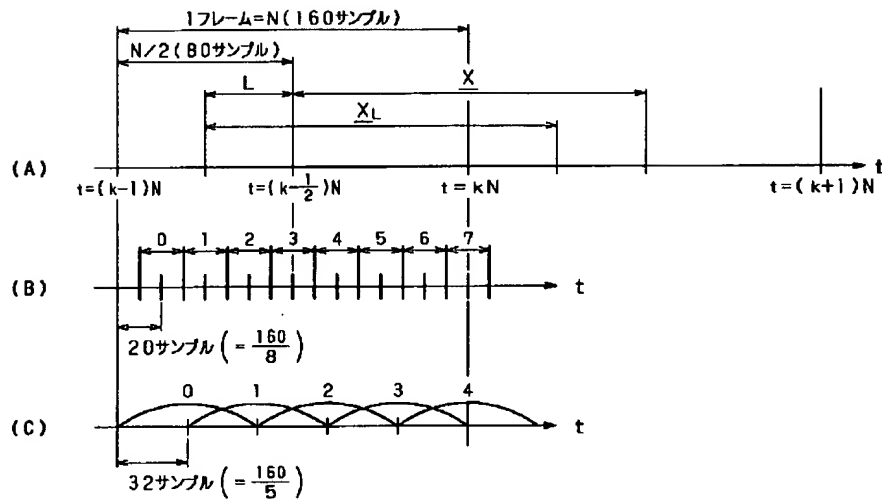
【図4】



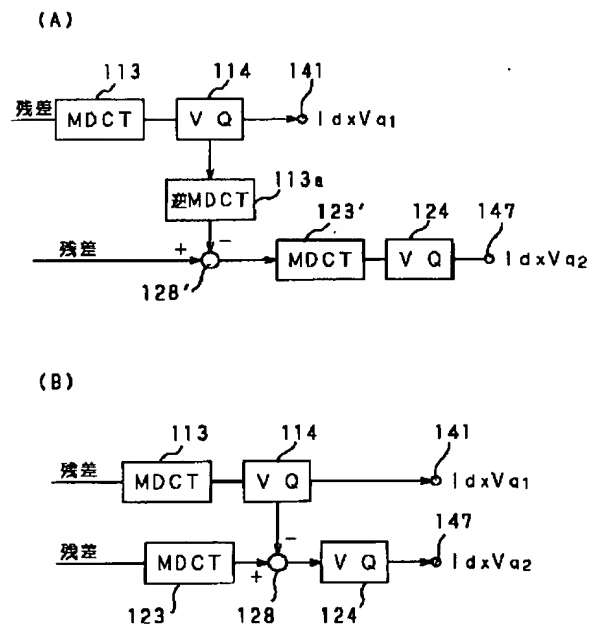
【図12】



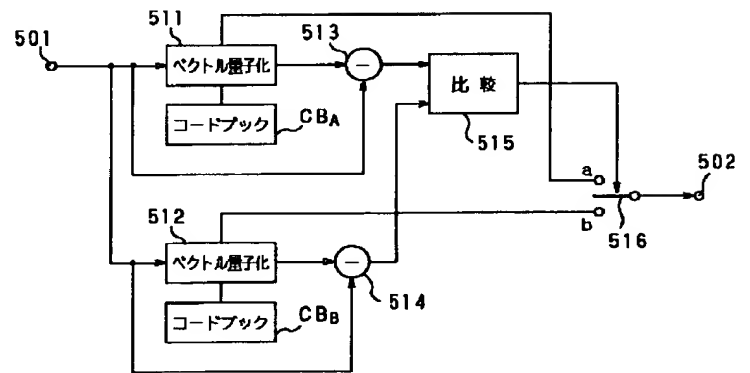
【図6】



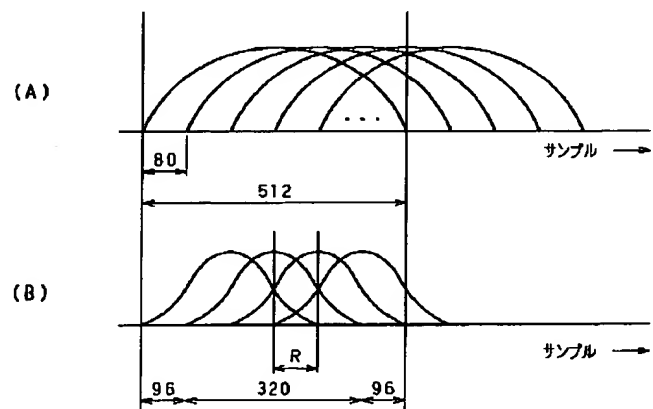
【図7】



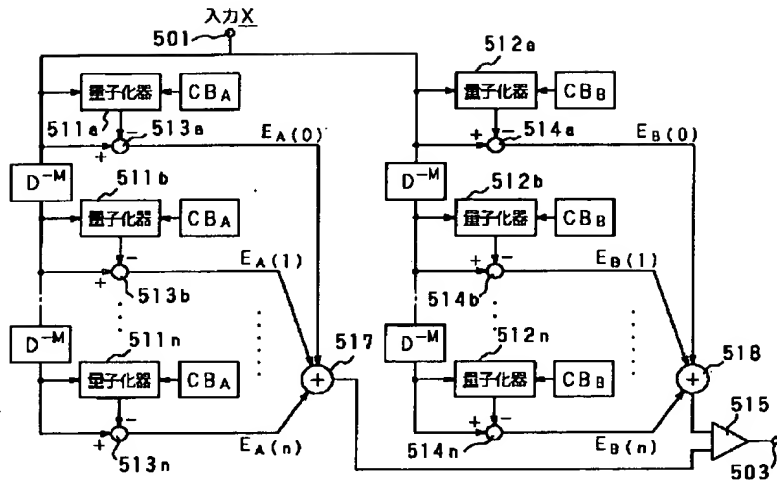
【図9】



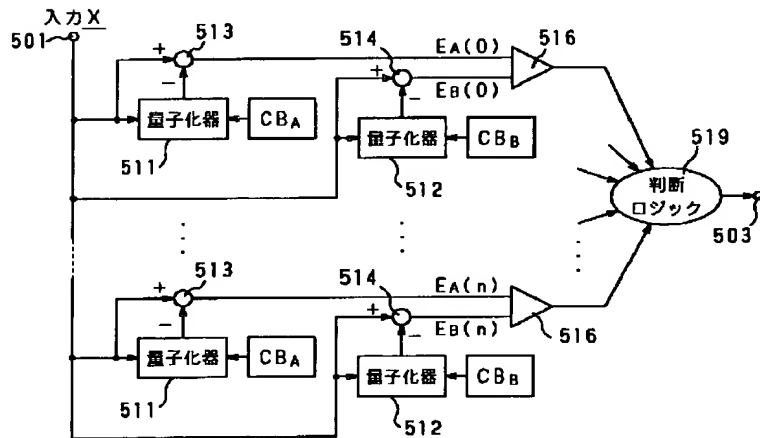
【図13】



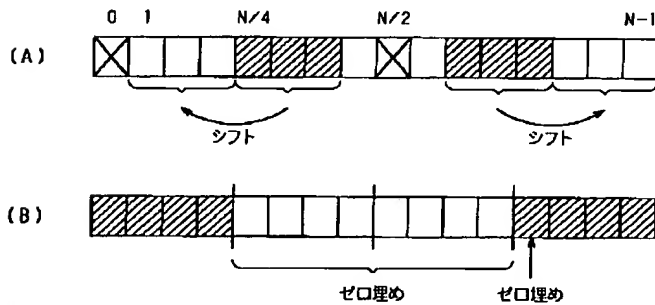
【図10】



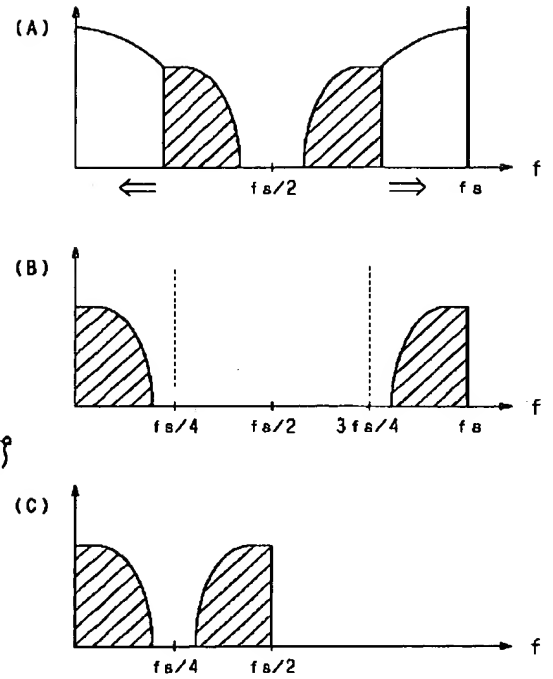
【図11】



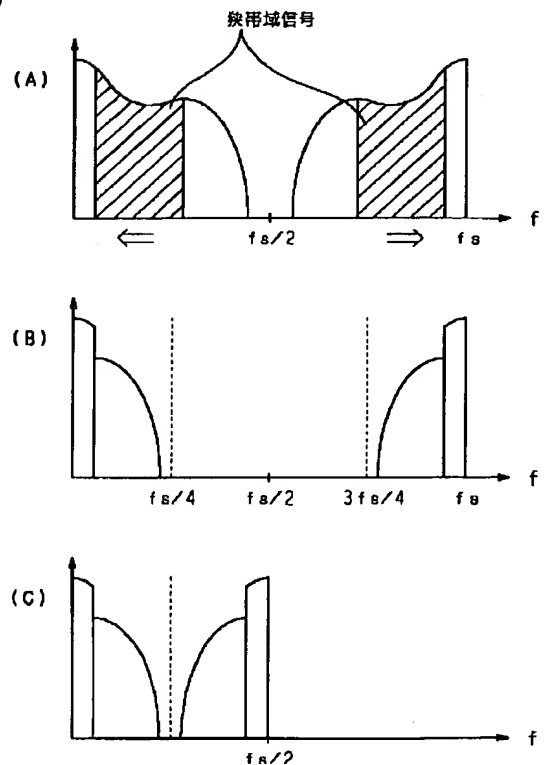
【図15】



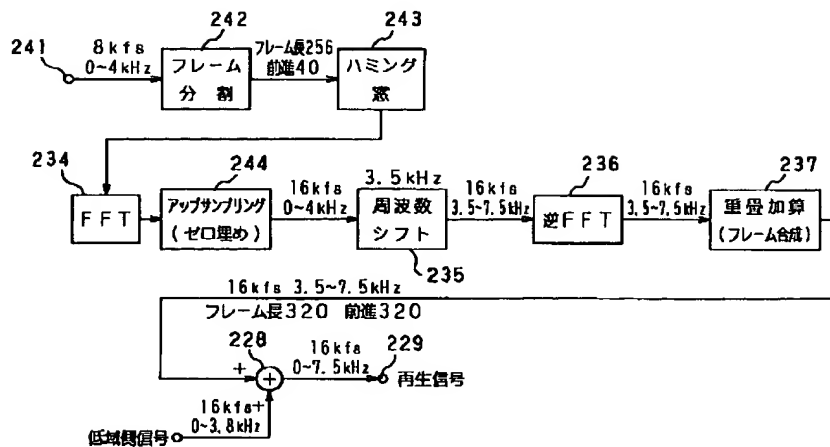
【図14】



【図17】



【図16】



フロントページの続き

(72)発明者 飯島 和幸

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ
ー株式会社内